

电子和信息技术科普系列丛书

让“千里眼”变成“近视眼” ——信息战中的雷达对抗

张锡祥 白 华 杨 曼 编著

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

信息化时代的信息战，雷达和雷达对抗是其中的重要组成部分之一。本书共分为 9 章，主要介绍了什么是雷达对抗，雷达和雷达对抗的产生和发展；新型战斗机和电子战飞机上的新型电子设备；对机载雷达的对抗；对合成孔径雷达的对抗；导弹防御系统的拦截概率；新型战机的电子设备对抗；对超视距雷达的干扰有效区；双基地雷达的接收设备在哪里；新概念武器在信息战中的应用。

本书是一部科普性读物，内容新颖、通俗易懂、由浅入深。书中列举了一些大家熟知的战例加以分析，增加对现代信息战的理解。在现代信息战中，有无雷达对抗对战争的结果影响很大，甚至是关系国家存亡的大事，一定要引起重视。

本书可供雷达对抗的业余爱好者、专业技术人员、各级领导，以及从事与电子战有关行业的教师、学生和工程技术人员参考。

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有，侵权必究。

图书在版编目（CIP）数据

让“千里眼”变成“近视眼”：信息战中的雷达对抗 / 张锡祥，白华，杨曼编著. —北京：电子工业出版社，2011.11

（电子和信息技术科普系列丛书）

ISBN 978-7-121-14885-9

I. ①让… II. ①张… ②白… ③杨… III. ①信息战—雷达对抗—普及读物 IV. ①E869-49
②TN974-49

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2011）第 216550 号

策划编辑：刘宪兰

责任编辑：刘 凡

印 刷：

装 订：

出版发行：电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本：720×1 000 1/16 印张：13.5 字数：193 千字

印 次：2011 年 11 月第 1 次印刷

印 数：3000 册 定价：30.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，联系及邮购电话：（010）88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线：（010）88258888。



序

物质、能量和信息是客观世界的三大要素。18 世纪中叶，以蒸汽机为代表的第一次工业革命开创了人类的大机器工业时代；19 世纪后期到 20 世纪中叶，以电动机为代表的第二次工业革命使人类进入了电气化时代；20 世纪下半叶，以电子计算机和互联网为代表的第三次工业革命迅速席卷全球，使人类进入了信息化时代。信息技术已经成为当今世界创新速度最快、通用性最广、渗透性最强的高技术之一，信息技术水平和信息化能力业已突出体现了一个国家的创新能力。

当今世界，微电子技术作为信息技术发展的基础，与光子技术一起，正在迅猛地推动着信息技术的发展。随着半导体材料、光电子材料的不断更新，以及工艺装备技术的进步，集成电路已经进入纳米时代，系统级芯片（SOC，System On Chip，又称片上系统）将成为发展方向，功耗和成本都将大幅度降低。

网络技术则以通信和计算机为基础，加速向宽带、无线和智能方向发展。以超大容量、超高速和超长距离为特征的光通信技术加速应用，通信传输网络的 IP 化进程不断加快，电信网、计算机网和广电网“三网”融合的趋势明显，能够实现人与人、人与物乃至物与物之间随时随地沟通的全新网络环境——泛在网正在变成现实。

计算技术是信息技术产业的核心。高效能计算目前正在向计算密集和数据密集方向发展，驱动着能力计算和容量计算同步提升。高性能计算机和服务器沿着多核 CPU 和多级并行结构，向万万亿次甚至更高水平迈进。量子计算、光子计算、生物计算及人工智能技术可望产生新的突破，计算技术和计算机体系结构面临深

刻变革。

与计算机密不可分的软件技术，作为信息技术的灵魂，加快向网络化、智能化和高可信的阶段前进。开放源码的趋势深入发展，操作系统、数据库、中间件正在融合，成为统一的系统软件平台。基于多核 CPU 和高效能计算机的以操作系统为代表的基础软件，代表“软硬结合、软件固化”趋势的嵌入式软件，以及在开放、动态的互联网应用环境下的“软件即服务”，成为软件发展的重要方向。

信息技术的发展也带动了各国在新时期所实施的军事转型，使得军事技术、武器装备、作战思想、作战方式、战争形态和部队建设等都将发生深刻的变化，推动着部队从机械化向信息化的转变。在信息装备的支持下，信息获取和处理能力、武器打击精确度、战场透明度空前提高，战争的突然性、立体性、机动性、快速性及其纵深打击的特点十分突出，拥有高技术优势的一方将具有较强的战斗力，并控制战争的主动权。打赢信息化条件下的战争，已成为当代世界新军事变革的主要目标。

建国 60 周年以来，特别是改革开放以来，我国的信息技术取得了长足进展。1983 年，国家决定加快发展电子工业，较早地在电子行业进行了市场化改革，也较早地开始利用外资。进入 20 世纪 90 年代后，国家将电子工业确定为国民经济的支柱产业，微电子产业、计算机产业、通信产业、软件与信息服务业全面发展，产业内部结构调整不断加快。进入 21 世纪后，国家提出了“以信息化带动工业化、以工业化促进信息化、走新型工业化道路”的发展战略，成立了工业和信息化部，强调优先发展信息产业，在经济和社会领域广泛应用信息技术。目前，我国电子信息产品制造业规模居世界首位，近年年平均增长率近 30%，许多信息技术产品的产量也位居全球前列。我国在通信、集成电路设计、高性能计算和应用软件等领域的研究和应用，取得了较大突破，数字程控交换、移动通信、数字集群通信、光通信技术跨入了世界先进行列。其中，我国掌握核心知识产权的 TD-SCDMA

已成为第三代移动通信国际标准之一。万亿次大规模计算机系统、国产高性能计算机和服务器等迈入国际前列，通用 CPU 等一批中高端芯片研发成功并投入生产，集成电路设计水平与国外先进水平差距明显缩小。我国相继研发成功数字电视地面传输技术及数字音频编、解码技术，支持了数字电视产业的发展。国产中间件、财务及企业管理软件、杀毒软件等已经具备了与国外产品竞争的实力。在军事应用领域，作为一个国家信息与电子技术水平的重要标志之一的雷达，总体上已追赶至世界先进水平，而以预警机和区域级一体化综合电子信息系统为代表的信息化武器装备的研制成功，则标志着我国信息化武器装备建设也迈上了新台阶，为打赢信息化条件下的局部战争准备了条件。

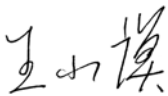
在这样的大背景下，又正值中华人民共和国成立 60 周年，我们策划出版一套与信息技术有关的科普系列丛书向祖国献礼，是在充分考虑新形势下的发展需求、关注我国电子和信息技术的发展和建设后继有人的重大问题下想做的一件有益的事情。我们希望这套丛书能够引导广大读者培养学习信息技术的兴趣，更多地了解和掌握信息技术，为将来成为国家信息化建设所急需的人才打下坚实的基础，为实现我国信息技术的可持续与和谐发展贡献力量。

至于这套丛书的名称应该是什么，应该包含哪些技术领域或范畴，是一个值得深入考虑的问题。目前，信息技术的特征，是以电子为主要信息载体，因而信息技术常常称为电子信息技术。由于光子的速度比电子速度快，光的频率比无线电频率高很多，光子技术在存储和通信方面有着电子技术无法比拟的优势，所以信息载体由电子转向光子是一种发展趋势。但是，考虑到光子技术在未来相当长的一段时间内，仍然不会像电子技术一样全面介入到信息技术的发展，因此，丛书的名称，参考中国工程院相关专业领域的学部名称——信息和电子，而命名为“电子和信息技术科普系列丛书”。全套丛书包括“微电子技术”、“计算机和软件技术”、“通信和网络技术”以及“信息技术在国防中的应用”四大领域，分为 4 个子系列，日后陆续出版。

参加本套丛书编写的作者，都是长期从事电子和信息技术研究的专家，他们在繁重的工作之余，废寝忘食、不辞辛劳，我谨代表编委会向他们致以衷心的感谢！

本丛书的编写，得到了中国电子科技集团公司电子科学研究院领导的大力支持，得到了电子工业出版社的积极推动，也向他们表示由衷的感谢！

祝贺本丛书的出版！

中国工程院院士
中国电子科技集团公司科技委副主任 

2009年9月9日于北京



前言

人类社会的发展史，是伴随着战争史而发展的，战争武器的发展是伴随着社会的经济、政治和科学技术的发展而发展的。在火药未发明前，人类的生产只能用铁器所做的工具进行，而打仗用的兵器也只能是刀、枪、棍、棒，这个时期称为“冷兵器时代”；在人类发明了火药和蒸汽机以后，枪、炮、坦克、军舰……核武器等兵器随之出现，人们把它称为“热兵器时代”；在 18 世纪后叶特别是 20 世纪以后，电子信息成了人们生活的重要组成部分，在军事上的应用包括远距离目标探测、瞄准控制、远距离精确打击……人们把这个时期称为“信息化武器时代”。雷达是信息化武器的重要组成部分之一，它能获取的信息量占总信息量的 80%。信息武器的使用者和控制者把雷达看成是“千里眼”，实际上它已远远超过“千里眼”的作用。因此，雷达越来越成为作战对手的“眼中钉”，总想设法制服它，使它在信息战中不能发挥应有的作用。

雷达从频谱上讲，已从低频发展到微波、红外、激光，占满了整个频谱域；从距离上讲，其覆盖范围从数米到数万千米；从体制上讲，有常规脉冲雷达、脉冲压缩雷达、脉冲多普勒雷达、合成孔径雷达等。各种作战平台都离不开雷达，各种精密武器的瞄准和控制也离不开它。雷达还进行了综合化和一体化，使它的体制更先进、工作更可靠、抗干扰能力更强。但是，雷达也有自身的弱点：

(1) 只要是在接收机同频带的信号，不论是有用还是有害它都能接收；

(2) 在终端处理上，只要有害信号的幅度大于有用信号的某个阈值，它就不能从有用信号和有害信号的混合体中提取出有用信号；

(3) 在接收天线中, 虽然采用副瓣对消、相控阵天线副瓣调零等多项措施, 但天线的副瓣始终不能达到理想的零, 因此干扰信号仍然可以从天线副瓣进入接收机。

由于雷达和一切无线电设备都存在着这些体制上的弱点, 所以电子对抗就有机可乘, 可以利用雷达和无线电设备的这些弱点, 进行主动的进攻, 直到雷达和其他电子设备不能正常发挥应有的作用为止。敌对双方都是这个目的, 只要有雷达存在, 雷达对抗就一定会存在。

发达国家的新型战机、新型雷达虽然有许多优势, 但这改变不了能够被干扰、能够被制约的事实。一旦新型雷达被干扰、被制约, 其新型战机也将变成普通的战机。双方都在近距离格斗, 谁能获胜, 就是一个变数了。就不会像海湾战争那样, 在空战中, 美军用预警机空中指挥, 击落伊拉克的 28 架战机而自己无一损伤, 最后以零损失取得海湾战争的胜利。

本书从雷达和雷达对抗的产生与发展、雷达的优点与广泛应用和雷达不可克服的弱点出发, 通过理论和实际试验分析, 说明各种新型先进雷达都是可以干扰的。全书用 9 章分析了有关情况, 具体内容如下。

第 1 章: 什么是雷达对抗;

第 2 章: 新型战斗机和电子战飞机上的航空电子设备;

第 3 章: 对机载雷达的干扰;

第 4 章: 对合成孔径雷达的对抗;

第 5 章: 导弹防御系统的拦截概率;

第 6 章: 新型战机的电子设备对抗;

第 7 章: 对超视距雷达的干扰有效区;

第 8 章：双基地雷达的接收机在哪里；

第 9 章：新概念武器在信息战中的应用。

一些发达国家虽然有各种新型电子设备和新型作战平台，但其电子设备越先进，对电子设备的依赖性越强，作战的脆弱性也就越大。而对于经济欠发达的国家，只要花少量的钱，仿制或研制一些对抗设备，就可以使对方的新型战机或新型电子设备失去应有的作用，这是效费比很高的一种手段。

本书适合对雷达和雷达对抗领域感兴趣的业余爱好者、从事雷达和雷达对抗研究的专业人员、学校的师生以及各级领导参阅。

为针对各种不同雷达进行介绍说明，各章公式变量并未统一，以具体说明为准，请读者注意。

本书在编写过程中，得到中国电子科技集团公司第 29 研究所领导的大力支持，并得到电子信息控制重点实验室顾杰、刘江、朱松、郑坤等同事的帮助和支持，作者在此谨对他们的关心和支持表示衷心的感谢。

由于时间仓促、收集资料有限，本书分析和计算中的错误在所难免，希望广大读者提出宝贵意见并批评指正。



目 录

第 1 章 什么是雷达对抗	1
1.1 雷达的起源	2
1.2 雷达的基本组成	4
1.3 雷达的工作频率	6
1.4 雷达的基本工作原理	8
1.5 为什么雷达能被干扰	11
1.6 雷达干扰机的基本组成	14
1.7 雷达对抗的发展	18
1.8 本章小结	22
第 2 章 新型战斗机和电子战飞机上的航空电子设备	23
2.1 新型战斗机上的航空电子设备	24
2.1.1 概述	24
2.1.2 战斗机航空电子设备的发展	25
2.1.3 各种先进战机的航空电子设备介绍	29
2.1.4 先进战机航空电子设备的特点与优越性	45
2.2 先进电子战飞机的航空电子设备	51
2.2.1 EA-6B “徘徊者”电子战飞机	52
2.2.2 EA-18G “咆哮者”电子战飞机	53
2.3 本章小结	56
第 3 章 对机载雷达的干扰	57
3.1 雷达为什么要上天	58

3.2	雷达上天的技术难度	59
3.3	预警机在空中的作用	60
3.4	机载雷达受干扰以后的探测区	63
3.4.1	机载雷达干扰暴露区	64
3.4.2	一些干扰机中的名词说明	68
3.5	对脉冲压缩雷达的干扰	73
3.5.1	脉冲压缩雷达的产生	73
3.5.2	脉冲压缩雷达干扰压制系数取值的概念	74
3.5.3	用雷达干扰基本方程计算干扰压制系数 K_j	76
3.6	对脉冲多普勒雷达的干扰	77
3.6.1	脉冲多普勒雷达的工作原理	77
3.6.2	脉冲多普勒雷达的基本组成和干扰原理	78
3.6.3	脉冲多普勒雷达干扰压制系数的取值	80
3.7	本章小结	82
第 4 章	对合成孔径雷达的对抗	85
4.1	SAR 系统的组成	87
4.1.1	星载 SAR 天线	87
4.1.2	发射机/接收机	88
4.1.3	发射机/接收机的组成	88
4.1.4	星载 SAR 发射机/接收机已达到的主要性能	89
4.1.5	星载 SAR 系统的基本参数	89
4.1.6	与星载 SAR 对抗的几个困难	90
4.2	SAR 工作原理	91
4.3	对 SAR 干扰压制系数的测量	94
4.3.1	对 SAR 干扰压制系数的计算和仿真试验	94
4.3.2	瞄频压制干扰必须满足的 6 项要求 (对 SAR 的干扰更为重要)	96

4.3.3 对机载 SAR 干扰压制系数实际飞行测试数据	104
4.4 对星载 SAR 瞄频噪声压制干扰	107
4.5 星载 SAR 的干扰有效区	110
4.6 举例中的 SAR 干扰效果和效费比	115
4.7 本章小结	122
第 5 章 导弹防御系统的拦截概率	123
5.1 引言	124
5.2 导弹攻防的过程	124
5.2.1 中程导弹的攻防过程	124
5.2.2 洲际弹道导弹的攻防过程	125
5.2.3 在亚洲地区形成的威胁	128
5.3 电子战支援、导弹系统进行攻击	131
5.3.1 用机载干扰机干扰敌方反导系统的远程警戒雷达	132
5.3.2 用地基对空对天干扰机干扰敌方机载和星载预警雷达	134
5.3.3 用弹上干扰机干扰敌方制导雷达	134
5.4 反导系统的拦截概率计算	135
5.5 本章小结	137
第 6 章 新型战机的电子设备对抗	141
6.1 新型战机上的雷达对抗——干扰有效区和干扰暴露区	142
6.1.1 新型战机进驻冲绳地区对我国的威胁	142
6.1.2 新型战机上主要电子设备的性能	142
6.2 利用米波雷达和超视距雷达对新型隐身飞机进行告警	144
6.3 对机载新型相控阵雷达的干扰	146
6.3.1 对机载新型相控阵雷达的自卫干扰	146
6.3.2 噪声干扰源对无源侦察系统引起的测向误差	147

6.4	对机载新型相控阵雷达地对空支援干扰	148
6.5	对新型机载雷达地形测绘时的干扰效果	149
6.6	新型战机对地面目标攻击时的地对空干扰效果	151
6.7	新型机载相控阵雷达降低发射功率时的干扰效果	155
6.8	本章小结	156
第 7 章	对超视距雷达的干扰有效区	157
7.1	概述	158
7.1.1	国外天波超视距雷达的发展概况	159
7.1.2	天波超视距雷达的基本工作原理	159
7.2	对天波超视距雷达的自卫干扰	162
7.3	对天波超视距雷达的分布掩护式干扰	163
7.4	对天波超视距雷达的干扰机的组成	165
7.5	本章小结	166
第 8 章	双基地雷达的接收设备在哪里	167
8.1	概述	168
8.2	收/发站的配置距离与降低探测区比例的关系	169
8.3	双基地雷达接收机的位置与干扰效果	173
8.4	双基地雷达的支援干扰暴露区	174
8.5	对双基地雷达自卫干扰暴露区	176
8.6	对双基地雷达低空目标探测区	176
8.7	本章小结	177
第 9 章	新概念武器在信息战中的应用	179
9.1	高功率微波武器与微波炉的概念	180
9.2	微波能武器的一些损伤能力	183
9.3	信息化局部战争中防空系统的组成	184

9.4	高功率微波能武器和干扰机之间的关键	186
9.4.1	高功率微波能武器关键器件的相关技术要求	187
9.4.2	几种高功率微波管可达到的输出功率	188
9.5	高功率微波能武器的发展	190
9.6	“赛博空间”的概念	192
9.6.1	赛博的含义	192
9.6.2	“赛博空间”出现的必然性	192
9.6.3	“赛博空间战”	194
9.6.4	民用“赛博物理系统”	196
9.7	本章小结	198

第 1 章

什么是雷达对抗



从 1938 年雷达诞生以来,就出现了雷达对抗,它们是一对矛盾,有矛必有盾。雷达发出的电磁波信号在传播的过程中碰到了目标,这个目标会把电磁波信号散射到各个方向,同时也反射到信号的入射方向。雷达接收机接收到这个目标反射的信号,测出它的往返时间后乘以光速再除以 2,这就是目标与雷达之间的距离。同时,雷达利用其天线的方向性测出目标相对于雷达的方位角和仰角,就可以确定目标相对于雷达的位置,而雷达的位置是已知的,于是目标的位置也就可以推出。

雷达想测定目标的位置,而目标则想方设法不让雷达确定它的位置。例如,把目标的反射等效面积减小,降低雷达的探测距离,这称为隐身技术;发射一些假信息,使雷达难以判别真假,这称为欺骗干扰;或产生一些瞄频式的噪声连续干扰,使雷达无法获取信息,这称为噪声压制干扰。总之,雷达想要获取目标的坐标和其他信息,而目标则尽量不让雷达获取它的坐标信息和其他信息之间的人为斗争,人们把它称为雷达对抗。雷达的技术不断发展,新的雷达体制不断涌现,而对雷达的干扰体制也层出不穷,因此雷达的干扰和反干扰也就随之而不断发展。



1.1 雷达的起源

雷达的基本概念由德国物理学家 Heinrich Hertz 从 1885 年到 1888 年所进行的经典实验首次得到验证。他利用频率在 455MHz 附近、原理上类似于雷达的一种装置,验证了无线电波与光具有相同的特征。他演示了无线电源可从金属物体反射和由介质棱镜折射。

在 20 世纪 20 年代, S. G. Marconi, 一位无线的先驱者, 在他的实验中观察到了目标的无线电检测, 并且在 1922 年对无线电工程师协会(现在的 IEEE)的一次演讲中强烈推荐其用途。1922 年秋, 当一艘船通过位于河两岸的接收机和发射

机之间时，他们偶然地接收到了一个起伏的信号。这在当时被称为“连续波干涉系统”，但如今它是人们所说的双基地连续波雷达。1925 年，华盛顿特区卡内基机构的 Breit 和 Tuve 采用脉冲雷达技术来测量电离层的高度。Breit 和 Tuve 的装置实际上就是一部雷达，但在当时人们还没有意识到用相同的原理可以探测舰船和飞机。

在 20 世纪 30 年代初重型军用轰炸机的出现，才使真正具有实战意义的军用雷达得以问世。对远距离的轰炸机进行告警成为一项重要的军事需求。对此威胁做出响应的大多数国家虽然彼此之间是保密的，但所研究的检测方法却大致类似。

20 世纪 30 年代，雷达几乎同时而又基本独立地在美国、英国、苏联、法国、意大利、日本和荷兰研制出来。这时雷达的工作频率比现代通用的频率低很多。大多数早期雷达采用的频率为 $(100\sim 200)$ MHz，但英国的雷达频率为 30 MHz，而德国的雷达频率为 600 MHz。早期雷达中所采用的技术是当时无线电通信领域最前沿的技术。

英国在 20 世纪 30 年代感到战争逼近的紧迫性，开始研制雷达。虽然英国比美国起步晚，但到 1938 年夏季结束时（第二次世界大战开始前一年），第一部实战雷达——30MHz 圆链家雷达开始运行。这些早期雷达对帮助英国挫败德国在 1940 年夏末对英伦三岛实施的重大空袭，即“不列颠之战”立了大功。随后，英国于 1940 年发明了高功率微波磁控管，雷达技术获得了重大发展。

到 1940 年 12 月 7 日日本袭击美国珍珠港时，美国海军已装备 132 套雷达，其中 79 套安装在各种舰船上。

德国到 1940 年末有了 3 种主要的实战雷达。

苏联在 20 世纪 30 年代开始研究雷达，到 1940 年 6 月德国入侵时，已有生产型雷达使用。其工作频率为 75 MHz，发射机和接收机之间距离为 35km，是双基

地雷达。1940年6月前苏联又研制成功单基地雷达 Rus-2 脉冲雷达，工作频率为 75 MHz，作用距离为 150 km。

日本对雷达的研制成功较晚。1942年10月在瓜达卡纳尔岛战役期间，日本海军对美国海军在夜间袭击成功非常惊奇，自此以后才抓紧对雷达的研制工作。

第二次世界大战期间，雷达技术和系统发展迅速，在战争结束后的最初几年也主要集中在战争期间没有完成的研究项目上，自那时起雷达的功能便得到持续的发展。



1.2 雷达的基本组成

雷达的基本组成结构如图 1.1 所示。

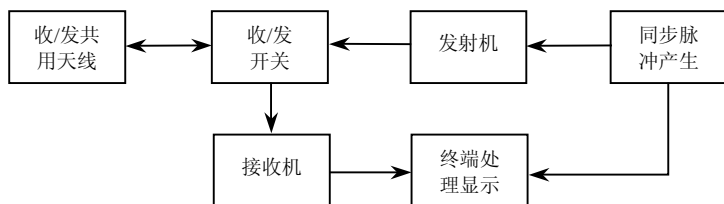


图 1.1 雷达的基本组成结构

雷达的基本组成包括四大部分：收/发天线、发射机、接收机、终端处理显示。

发射机可以是功率放大器，如速调管、行波管、晶体管放大器，也可以是功率振荡器，如磁控管等。发射机输出的能量用波导或其他形式的传输线送到天线，再经过天线辐射到空间。天线可以是机扫抛物反射面天线、机扫平面阵列式或电扫相控阵天线。发射时，抛物反射面天线将能量集中在一个窄波束中，就像汽车前灯或探照灯那样。相控阵天线是许多小的辐射单元的集合，这些小辐射单元信

号在空中合成，产生一个辐射平面波，利用每个辐射单元的移相器，电扫相控阵便可迅速改变天线波束的方向而无须机械转动天线。

收/发开关允许采用一个天线以分时方式进行发射和接收。收/发开关通常是一个充气器件，当发射机工作时在接收机输入端产生短路（电弧放电），高功率流向天线而不流向接收机，接收时收/发开关将回波弱信号引向接收机，而不发射。固态铁氧体环流器和接收机保护器可以防止发射机的强脉冲漏入接收机，避免对接收机造成损伤。固态铁氧体环流器通常为固态二极管，也是收/发开关的一部分。

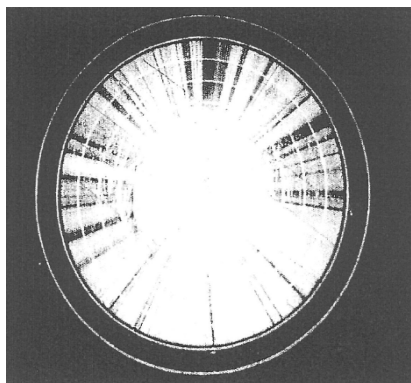
接收机几乎都是超外差式的，输入射频（RF）级可以是低噪声晶体管放大器。混频器和本振将射频信号变成中频信号，并由中频放大器放大。雷达中普遍采用的都是近似矩形的脉冲波形。

在接收机的输出端是决策处理和显示，决策是以接收机的输出幅度为基础的。如果输出足够大，超过预定的一个门限，则决策认为有目标出现。如果没有超过门限，假设只有噪声存在，则接收机不输出。

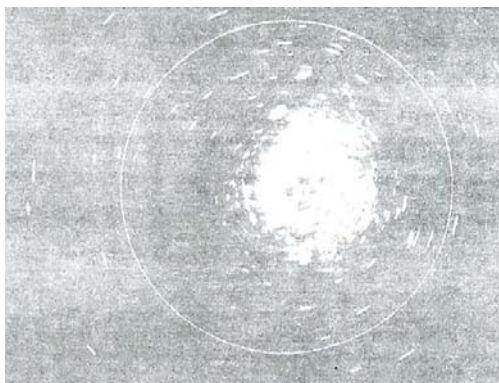
雷达通常从一个目标接收很多脉冲，在检测决策做出以前将这些脉冲加在一起以获得较大信噪比的过程叫“积累”。积累器通常可在接收机的视频部分看到。

信号处理是雷达的组成部分，其功能是使想要的回波信号通过，抑制不想要的信号，如噪声或杂波。信号处理位于做出决策以前的部分。匹配滤波器就是信号处理的一个例子。另一个例子是将所想要的运动目标回波从不想要的静止杂波回波中分隔出来，可采用多普勒滤波器实现。

典型的显示器——平面位置显示器（PPI）如图 1.2 所示。



(a) 受干扰显示器画面



(b) 未受干扰的显示器画面

图 1.2 受噪声压制干扰后的平面位置显示器画面

雷达可以采用不同的极化（雷达波的极化由电场矢量的方向确定），通过辐射不同的频率，以各种方式工作。雷达也可以采用具有不同的脉冲宽度、脉冲重复频率或其他调制的各种波形，还可以采用不同形式的处理来抑制不同类型的杂波、无源干扰和有源干扰。



1.3 雷达的工作频率

早期的雷达频率比较低，这是因为受器件的限制。雷达从 20 世纪 30 年代后期正式用于军事以来，到现在已有八十多年的历史，不论在军用还是民用中都有很大的发展。在第二次世界大战中，为了保密，常用字母代码（如 S、X、L）来命名雷达的不同频段，战后人们沿用这些字母命名，用于表示一部雷达所工作的频谱区。这种用法在实践中被雷达工程师所接受。表 1.2 列出了被批准作为 IEEE 标准的雷达频率的字母频段命名。这与国际电信联盟（ITU）关于无线电定位或雷达的所分配的专用频段有关。例如，L 波段正式范围是（1000~2000）MHz，但 L 波段雷达允许的工作频率为（1215~1400）MHz；S 波段正式范围是（2000~4000）MHz，实际给雷达可用的频段为（2300~2500）MHz、（2700~3700）MHz。X 波段正式范

围是（8000～12000）MHz，实际给雷达可用的频段为（8500～10680）MHz 频段。

雷达所用的频谱范围只是电磁谱中的一部分。为使读者全面地了解电磁谱和雷达现用的频谱范围，特列出表 1.1 和表 1.2，供读者参阅。

表 1.1 电磁频谱和相应的波长

频率: 3×10^1		3×10^3	3×10^5	3×10^7	3×10^9	3×10^{11}	3×10^{14}	3×10^{16}	$> 3 \times 10^{24}$ (Hz)					
极低频	超低频/音频	甚低频	低频	中频	高频	甚高频	超高频	特高频	极高频	太赫兹辐射	红外	可见光	紫外	X 射线伽马射线宇宙射线
声频				甚高频 电视无线			微波 毫米波 亚毫米波							
波长: 10^7			10^4	1			10^{-3}	10^{-5}	10^{-7}	10^{-3}	$< 10^{-15}$ (m)			

表 1.2 IEEE 标准雷达频率字母频段名称

波段名称	标称频率范围	专用雷达频率范围
HF	(3~30) MHz	
VHF	(30~300) MHz	(138~144) MHz (216~225) MHz
UHF	(300~1000) MHz	(420~450) MHz (850~942) MHz
L	(1~2) GHz	(1215~1400) MHz
S	(2~4) GHz	(2300~2500) MHz (2700~3700) MHz
C	(4~8) GHz	(5250~5925) MHz
X	(8~12) GHz	(8500~10680) MHz
Ku	(12~18) GHz	(13.4~14.0) GHz (15.7~17.7) GHz
K	(18~27) GHz	(24.05~24.25) GHz
Ka	(27~40) GHz	(33.4~36) GHz
V	(70~75) GHz	(59~64) GHz
W	(75~110) GHz	(76~81) GHz (92~100) GHz

续表

波段名称	标称频率范围	专用雷达频率范围
mm	(110~300) GHz	(126~142) GHz (144~149) GHz (231~235) GHz (238~248) GHz



1.4 雷达的基本工作原理

雷达主要用于反射物体的测距和定位，如飞机、舰船、导弹、航天飞机、车辆、行人和自然环境中气象等。它将电磁能量辐射到空间，电磁波在空间传播到反射物体后，将反射的信号接收检测出来后测出电磁波来回经过的时间乘以电磁波的速度再除以 2，就是雷达天线与反射物体之间的距离。电磁波在空间的速度经科学家测定为光速，即每秒 30 万千米 ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$)。只要能测出雷达信号到目标并从目标返回雷达的时间，就能得到雷达到目标的距离。目标的角度位置可以根据收到回波信号幅度最大方向确定，雷达天线的波束宽度越窄，获得的目标方向越准，对目标的定位越精确。

雷达的基本工作原理如图 1.3 所示。

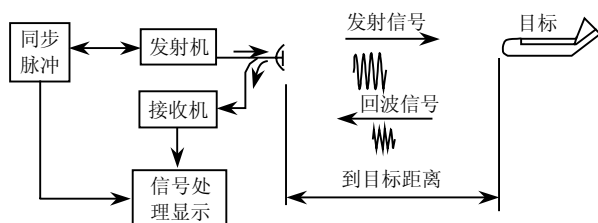


图 1.3 雷达基本工作原理框图

发射脉冲与接收回波脉冲的时间关系如图 1.4 所示。

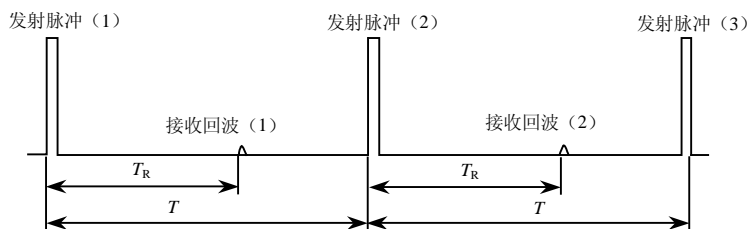


图 1.4 发射脉冲与接收回波脉冲的时间关系

回波在雷达与目标之间来回走的时间为 T_R ，光速为 c ，则目标与雷达之间的距离 R 为

$$R = \frac{cT_R}{2} \quad (1.1)$$

雷达能够探测的最大距离 R_{\max} 为

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.2)$$

式中， G_t 为雷达天线的增益； λ 为雷达工作的波长（ $\lambda = c/f$ ），波长等于光速除以工作频率（ f ）； σ 为目标的等效反射面积（ m^2 ），或称目标截面积； P_t 为雷达发射机输出功率； S_{\min} 为雷达接收机的实际工作灵敏度。

天线方向图可以描述成从天线辐射出的电磁能量在空间的分布，称为波束。波束中能量最为集中的空间范围称为主瓣，其余范围称为副瓣。如果让波束水平射出，且用一个水平面去截它，就得到能量随方位角度在水平面的分布，如果用垂直平面去截它，就得到能量随俯仰角度在垂直平面的分布。

天线的立体波束及其剖面方向图如图 1.5 所示。

从设计天线的角度考虑，希望天线的副瓣越小越好，但实际上做不到。现在的超低副瓣天线方向图，可做到副/主比为 $-40 \sim -50\text{dB}$ 。

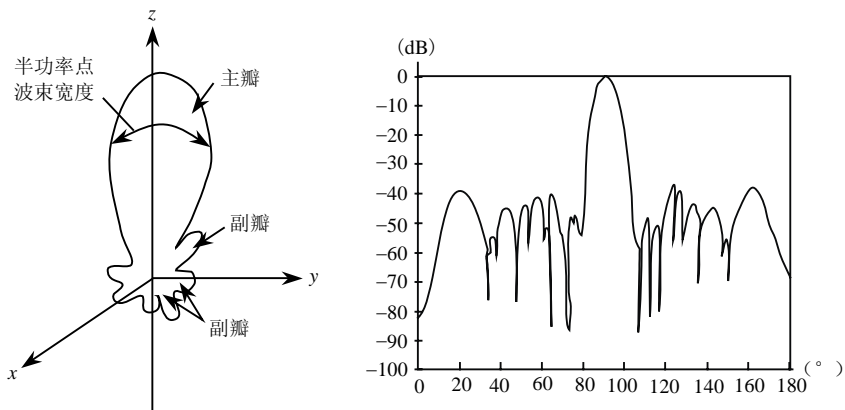


图 1.5 天线的立体波束及其剖面方向图

雷达的测距原理是测定发射信号到目标之间来回经过的时间，算出雷达与目标之间的距离。而测方位角是依靠天线在方位上变动，测出回波的最大值，记下天线的方位角度，就是目标的方位。测目标的仰角也可在该方向上下移动天线仰角，测出接收机输出的最大信号，记下此时的天线仰角，就是目标的仰角。对一个目标，测出它的距离、方位角、仰角就可以确定它的位置，这就是雷达对目标定位的基本原理。

雷达经过八十多年的改进和发展，出现了许多新体制和先进的雷达：

为了增加雷达的探测距离，出现了脉冲压缩雷达；

为了测定低空目标，发展了脉冲多普勒雷达；

为了进行图像测绘，研制出了合成孔径雷达；

为了在远距离发现隐身飞机，研制成功超视距雷达；

为了能在数千公里外发现目标，研制成功超远程雷达；

为了抗干扰，研制成功捷变频雷达、双基地雷达、多发多收雷达等。

这些雷达不管它多么先进、千变万化，都逃不出被干扰的命运。换句话说，

没有干扰不了的雷达，当然也没有抗不掉的干扰。这就看实际的对抗中具体的变量而定。



1.5 为什么雷达能被干扰

雷达之所以能被干扰，这是因为雷达本身存在三个原理性的弱点，使干扰有机可乘。所以雷达要千方百计弥补自身的弱点，进行抗干扰。雷达进行干扰和抗干扰的斗争，也称为雷达对抗。

雷达的第一个弱点是它的接收机不能分辨信号的好坏敌我，只要这些信号频率在它的通频带以内，就一律全部接收。这个弱点给雷达带来许多麻烦，对有用的信号能够接收到，这是好事；但对一些地物杂波、海杂波，以及有意干扰的信号，它一律接收进去，就扰乱了雷达对正常信号的接收。

雷达的第二个弱点是它自身的信号处理。不论雷达如何先进、采用了多少种处理技术，但只要干/信比达到一定值，就不能从干扰噪声中提取出有用的信号。

雷达的第三个弱点是雷达的天线。不论采用什么样的天线，抛物面天线、相控阵天线、超低副瓣天线……它的副瓣不可能为零。即使是现在最理想的超低副瓣天线，其主/副增益比也只能达到 $+40\sim+50\text{dB}$ ，干扰信号仍然可以从天线的副瓣进入雷达接收机，扰乱雷达的正常工作。

干扰机的设计者就是利用雷达的这三个原理性的弱点，采用干扰的一些新技术，对现代的新型雷达进行致命性的干扰，使雷达不能有效地探测远距离的目标，使雷达不能利用它对目标的精确瞄准进行攻击，使雷达不能获取许多有用信息指挥战区作战。

雷达经过八十多年的发展和改进，采用了许多新技术，发展了许多新体制，可

以装在多种平台上。雷达装在地面可以对空观察监视、对海观察监视；装在飞机上，可以对空目标、低空目标进行观察监视，可以引导攻击地面、海上和空中目标，可以用雷达直接瞄准攻击目标；装在卫星上，可以进行对地成像观察、地图测绘等。因此，在信息化战争中，雷达是各种军用平台的眼睛，就像一个人一样，人的眼睛与其他器官相比，它获取的信息占总量的 80% 以上，可见人的眼睛对一个人的生活、工作、战斗的重要性。如果一个作战平台，如飞机、军舰、卫星、导弹……失去了雷达的情报探测、武器瞄准，这就相当于这个作战平台成了盲人或近视，对目标看不见，更打不准了。由此可见现代雷达在信息化战争中的重要地位。

在 1991 年的海湾战争中，美国利用空中的卫星将伊拉克的军事目标、军事布置侦察得很清楚；又用干扰飞机对伊拉克的地面雷达进行干扰，使它无法发现目标；用空中预警飞机将伊拉克的机场、起飞的飞机和美军的空中飞机位置观察得很清楚，使伊拉克的飞机还没有爬高到作战位置就被美机击落了，致使伊拉克的飞机不敢起飞作战，坦克不敢出击，甚至把坦克埋在沙子里也会受到攻击。最终美国宣称以零损失获得了海湾战争的胜利。为什么会造成这种结果呢？

其实这个道理很简单。在海湾战争中美军采用的是信息化战争，它的情报侦察、武器控制、作战指挥都是用信息化武器作战，而伊拉克只有飞机、坦克、导弹，没有进行雷达对抗，这就相当于美军以身体健康、视觉灵敏的状态与一个虽然身体还健康，但眼睛近视或是盲人对打。对方将你看得很清楚，想打哪里打哪里，想怎么打就怎么打；而伊拉克相当于盲人或近视，看不见对方，也摸不着对方，所以只能被打，使美军以零损失取得了海湾战争的胜利。

如果伊拉克在海湾战争中，也能以信息化作战观念指挥这场战争，购入地对空、地对天、机载自卫干扰机，战争的结局可能就不一样了。

用地对天干扰机干扰美军的星载侦察设备，使它不能获取地面伊军的军事布局；用地对空干扰机干扰美军的 E-2C、E-3A 预警飞机，使它观察不到伊拉克飞机的状况，也看不到美军自己的飞机在空中的分布，它也就无法进行空中指挥。如果

飞机在空战中遇到美军用雷达进行瞄准攻击，伊拉克飞机还可以进行自卫干扰。这样使对方的雷达也变成盲人和近视，在空战中形成瞎对瞎的局面，在空中谁击败谁还是未知数。这样，即便是美军取得海湾战争的胜利，也要付出很大的代价。由此看来，进行雷达对抗也不一定要花很多钱，而是要搞清信息化作战的理念，要使对方的信息化设备不能正常发挥作用。一般来说，现代的信息化武器都是用电子设备进行瞄准、控制，这样才能够进行远距离精确打击，先打击指挥机关和首脑。如果对敌方的雷达、通信、导航、网络等进行干扰，这些信息化武器的作用就会大打折扣，哪还能进行远距离精确打击呢？正如前面所说的那样，如果海湾战争中伊拉克具有信息化作战的理念，拥有一定的地对空和地对天的干扰机，那么美国的星载 SAR、预警飞机 E-2C、E-3A 就不能正常发挥作用。而伊拉克的飞机、坦克、导弹等就可发挥作用，给予美军一定的打击。

现代化的干扰要想制服现代化的雷达，对现代化的干扰机有什么要求呢？现代的新型雷达不仅技术先进，而且采用了多种反干扰手段，如果新型干扰机对付不了新的雷达体制、新的雷达技术和新型抗干扰手段，那么这种干扰机也不能发挥应有的作用。综合起来，对新型干扰机主要有如下六点要求。

第一，干扰频率要瞄得准、瞄得快，多载频瞄频。雷达为了摆脱瞄频干扰，实现了捷变频，即一个脉冲信号变一次频率。如果干扰频率跟不上雷达频率的变化，就会导致雷达信号频率在雷达接收机通带内，而干扰信号不在雷达接收机通带内。雷达就可以接收有用信号，不接收干扰信号。对于多载频发射，干扰机必须进行多载频瞄频干扰，如果一个载频没有瞄准干扰，雷达就可以只接收没有受干扰的载频信号，其他信号连干扰全不要。

第二，方向对得准。要求干扰机的天线主瓣要对准被干扰的目标，才能有效利用干扰能量。

第三，干扰时间尽量连续。如果干扰时间不连续，中间时间太长，雷达就可以利用不干扰时间空隙实施反干扰措施。

第四，干扰频谱完全覆盖雷达信号频谱宽度。有些雷达信号的频谱宽，有些雷达信号的频谱窄。为了有效利用干扰频谱，对不同雷达就要采用不同的干扰频谱宽度。例如，常规脉冲雷的频谱宽一般为零点几兆赫至两三兆赫；脉冲多普勒雷达一般频谱宽为几十千赫至几百千赫；而合成孔径雷达一般频谱宽为几十兆赫至几百兆赫。因此，必须根据不同的雷达，选择不同的干扰频谱宽，否则可能造成干扰能量的浪费或干扰效果降低。

第五，满足干扰压制系统的要求。干扰压制系数是指在雷达接收机的输入端，干扰有效时所需的干/信比的最小值。不同体制的雷达对干扰压制系数有不同的要求，否则达不到应有的干扰效果：一般常规脉冲雷达的干扰压制系数取 $3\sim 5\text{ dB}$ ；一般脉冲压缩雷达的干扰压制系数取 $12\sim 20\text{ dB}$ ；一般脉冲多普勒雷达的干扰压制系数取 $5\sim 15\text{ dB}$ （在雷达重频为 $60\text{ kHz}\sim 200\text{ kHz}$ 时）；一般合成孔径雷达（SAR）的干扰压制系数取 $20\sim 25\text{ dB}$ 。

每种体制的雷达干扰压制系数应取多大，可以根据不同的雷达参数进行计算，在具体设计干扰机时可以详细计算取值。

第六，干扰机的极化要采用随机极化干扰。因为雷达可以采用变极化抗干扰，采用随机极化干扰会使干扰能量不受损失，使雷达的变极化抗干扰失效。



1.6 雷达干扰机的基本组成

雷达干扰机主要由接收天线、发射天线、接收机与瞄频分机、干扰发射分机、终端处理与显示这几部分组成，如图 1.6 所示。虽然雷达和雷达干扰的一些分机名称相同，但他们的功能和一些参数要求差别很大。

雷达有源干扰机基本分为两大类：一类为欺骗干扰机，另一类为噪声压制式干扰机。欺骗干扰机比较简单，一般对火控雷达干扰用得较多；噪声压制式干扰机一般比较复杂，对各种新型雷达都能有效干扰，用途较广。

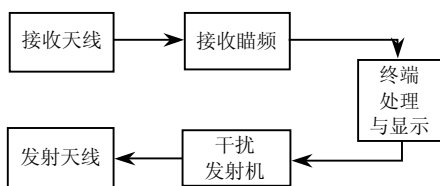
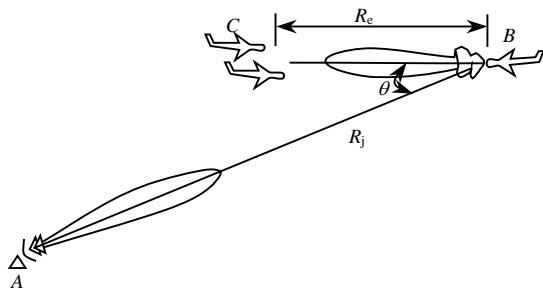


图 1.6 雷达干扰机组成原理图

干扰机的天线与雷达天线的原理相同，它也有抛物面天线、喇叭天线、相控阵天线，但在具体使用和一些性能参数上有所区别。干扰机的天线一般是接收天线和发射天线分开的，而雷达的接收和发射天线一般是共用的。干扰机的天线往往是接收与发射同时工作的，而脉冲雷达的接收和发射是交错的，不是同时进行。因此，雷达收、发可以共用一个天线，而干扰机往往是收、发天线分开。

接收机接收到雷达信号后还要进行频率瞄准，再把接收到的脉冲信号变成连续噪声干扰信号，使这个干扰信号能够进入雷达接收机通带，与雷达的回波信号混合在一起，影响雷达终端处理正常提取有用信号。

干扰发射的主要功能是对瞄准好的干扰信号进行功率放大，能够达到设计所要求的功率，经干扰发射天线辐射到被干扰目标的方向，使雷达能够正常接收干扰信号。如图 1.7 所示，一个机载雷达正在搜索和准备攻击空中或地面目标，地面的干扰机对它进行支援干扰，使雷达找不到要被攻击的目标。



A—地面干扰机；B—被干扰的机载雷达；C—被干扰机掩护的目标

图 1.7 地面支援干扰示意图

现在的各类工作平台都装有雷达。同样，各种平台也装有各种类型的干扰机，如图 1.8 所示。

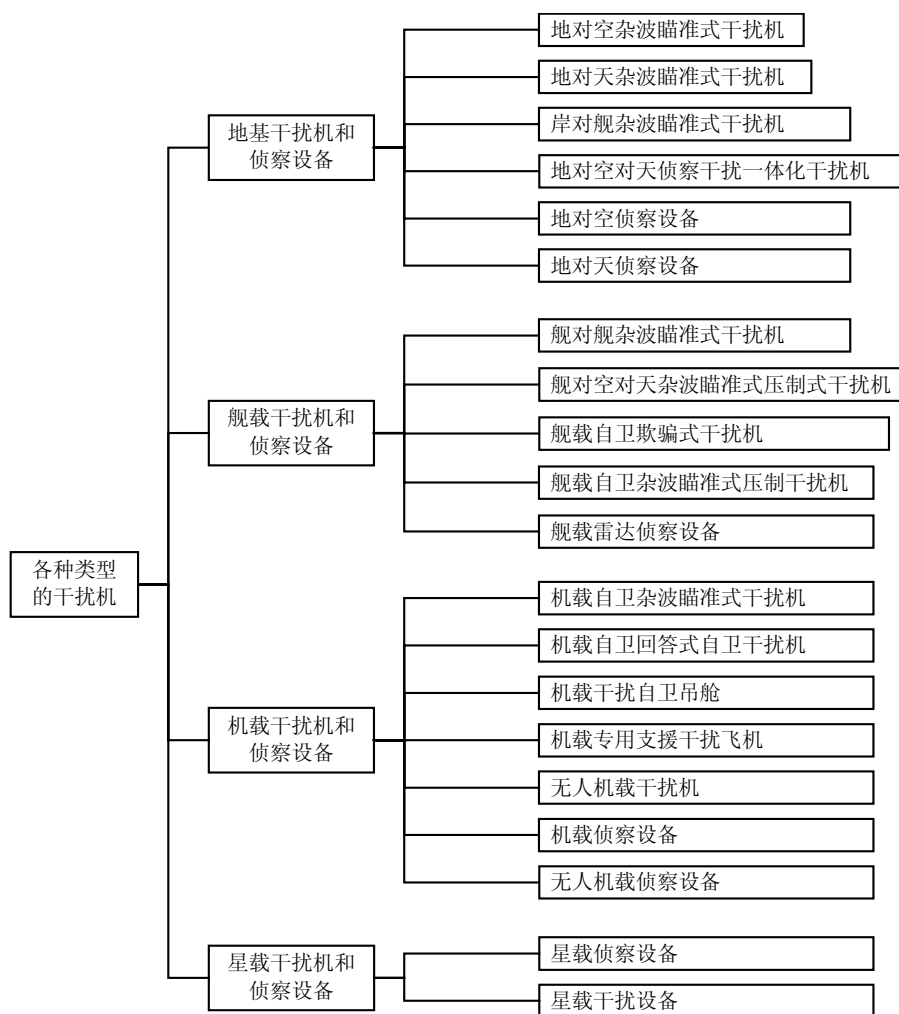


图 1.8 各种类型的干扰机和侦察设备

干扰压制系数(K_{jz})的含义是：在雷达接收机的输入端，同时收到的干扰噪声

信号的功率与回波脉冲信号的功率，使雷达终端的处理器不能有效提取有用信号时的最小比值，如图 1.9 所示。

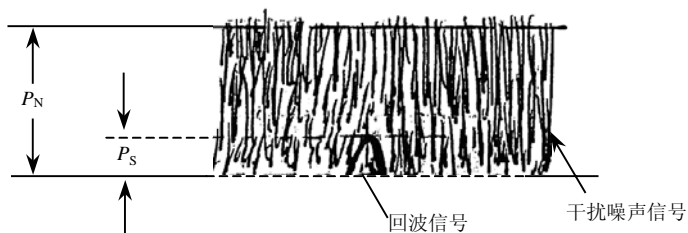


图 1.9 干扰压制系数含义示意图

$$K_{j\Sigma} = \frac{P_N}{P_S} \quad (1.3)$$

例如，在某个规定的距离上，收到的雷达信号的功率为 10^{-6}W ，同时收到干扰信号的功率为 10^{-5}W ，刚好使雷达终端不能有效地提取有用信号，此时的 P_N 比 P_S 为 10。这部雷达的干扰压制系数就是 10。对于不同的雷达，需要采用不同的干扰压制系数，可以进行理论计算，也可以实际测量，这是干扰很重要的一个参数。

K_f 是指雷达接收机的通频带宽和干扰机的频谱宽度比值，如图 1.10 所示。

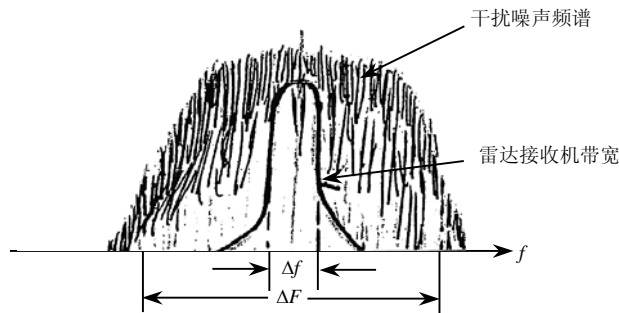


图 1.10 接收带宽与干扰频谱示意图

$$K_f = \frac{\Delta f}{\Delta F} \quad (1.4)$$

式中, Δf 为雷达接收机通频带宽度 (Hz); ΔF 为干扰频谱宽度 (Hz), 干扰机设计的原则是 $\Delta F > \Delta f$, 但也不能太大, 否则会造成干扰能量的浪费。

K_h 是指雷达信号和干扰信号的极化不一致性损耗, 新型的干扰机把干扰机的极化设计成随机极化, 在雷达采用变极化抗干扰时也使极化损耗系数, $K_h \leq 0.5$ 。



1.7 雷达对抗的发展

雷达对抗是随着雷达的产生而产生、随着雷达技术的发展而发展起来的一门技术。只要有军用雷达存在, 雷达对抗就会存在和发展。雷达按用途分, 可以分为搜索警戒雷达和火控雷达; 按雷达体制分, 可以分为连续波雷达、常规脉冲雷达、脉冲压缩雷达、脉冲多普勒雷达、合成孔径雷达、捷变频雷达、相控阵雷达、双基地雷达等。雷达体制的发展, 有些是为了克服它自身的一些缺点而进行改进和变化, 有些是为了抗干扰而发展的。有些雷达发展了一种新体制, 它既克服了某些自身的缺点, 又增强了抗干扰能力。例如, 脉冲压缩雷达, 它既可以增大雷达的探测距离, 经脉冲压缩后又可以改善雷达的距离分辨率, 在某种程度上又增加了雷达的一些抗干扰能力。又如脉冲多普勒雷达既可以增强雷达低空探测性能, 又可以改善抗干扰的性能。而捷变频雷达, 它是专门用来对付杂波瞄准式干扰机的。如果提高干扰机瞄频速度, 达到雷达捷变频速度的量级, 就可对付捷变频雷达。

雷达的发展也促进了雷达干扰技术的发展, 这是矛盾的双方。从几十年雷达对抗发展的经验来看, 没有干扰不了的雷达, 也没有抗不了的干扰, 只要双方把对方的底细摸清楚了, 针对其特征和弱点, 就既可以干扰对方的雷达, 雷达也可

以抗干扰，所以雷达对抗双方都非常注意保密。

雷达干扰技术的发展是随着雷达技术的发展而发展起来的一门学科。雷达发展与雷达干扰机的对应关系如图 1.11 所示。

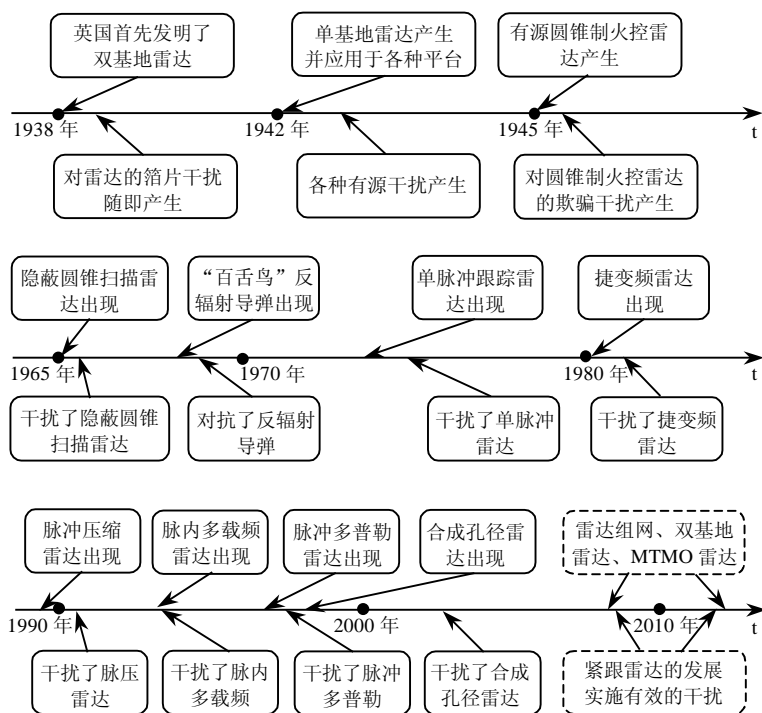
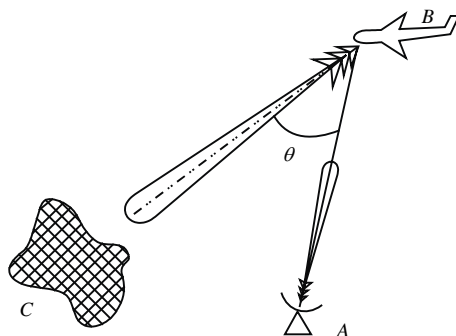


图 1.11 雷达的对抗与发展示意图

下面以地对空干扰为例，来说明它的干扰效果。

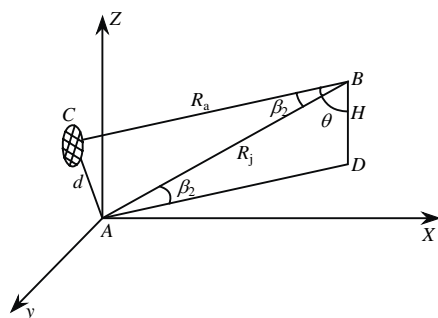
地对空干扰的示意图如图 1.12 所示。

以干扰站为基准建立一个坐标系，如图 1.13 所示。



A—地对空干扰机；B—空对地雷达；C—被掩护的目标

图 1.12 地对空干扰示意图



A—干扰机位置；B—雷达载机；C—被保护的地面目标；D—雷达载机投影点；
 θ —雷达天线副瓣波束角； R_a —雷达到目标之间的距离； R_j —雷达到干扰机之间的距离；
 d —干扰站与被保护目标间的距离； H —飞机高度； D —B 点的投影点； β —干扰机天线的仰角

图 1.13 地对空干扰的坐标系

根据图 1.13 可以推导出式 (1.5) 和式 (1.6)：

$$K_j = \frac{4\pi P_j G_j R_a^4}{P_a G_a \sigma R_j^2} \cdot \frac{G_a(\theta)}{G_a} \cdot \frac{K_h K_2 K_f}{K_1} \quad (1.5)$$

$$P_j G_j = \frac{K_j P_a G_a \sigma R_j^2}{4\pi R_a^4} \cdot \frac{K_1}{K_f K_h K_2} \cdot \frac{G_a}{G_a(\theta)} \quad (1.6)$$

式中， $P_j G_j$ 为雷达干扰机等效辐射功率； $P_a G_a$ 为雷达等效辐射功率； K_1 为雷达发

射馈线损耗； K_2 为干扰机馈线损耗； K_h 为干扰机极化损耗； K_f 为雷达接收机带宽与干扰信号频谱宽度之比； $\frac{G_a}{G_a(\theta)}$ 为雷达天线的主、副瓣比； K_j 为对常规雷达进

行有效干扰时，干扰与信号功率的最小比值； σ 为被保护目标的有效反射面积。

式 (1.5) 和式 (1.6) 是雷达瞄准噪声压制干扰机所需干扰等效功率的统一干扰方程。它适用于常规脉冲雷达、脉冲压缩雷达、脉冲多普勒雷达、合成孔径雷达、相控阵雷达、单脉冲跟踪雷达、捷变频雷达等的等效功率计算。只是对于不同体制的雷达的干扰，它所需要的干扰压制系数不同。通过理论分析和实际实验可以得出一个基本的结论：不论何种体制的雷达，只要它对同一个目标，它们的最大探测距离是相同的，那么对它所需的压制干扰等效功率也基本是相同的。这就为一部干扰机对多种体制雷达的有效干扰，或称为有效多功能干扰提供了技术基础和理论基础。

雷达干扰在信息化战争中占有很重要的作用。

例 1 在第二次世界大战的诺曼底登陆战中，英美盟军用金属箔片对德军的雷达进行了欺骗干扰，使德军误以为英美盟军要从加莱登陆，于是将重兵布设在加莱地区，结果盟军以 6000 艘舰船运送百万大军在诺曼底成功登陆，仅损失 6 艘舰船。

例 2 在越南战争中，美军用两个空军作战联队做了对比试验。一个轰炸机联队的飞机带自卫干扰机，另一个轰炸机联队不带自卫干扰机，对抗地对空导弹攻击。经实战统计，带自卫干扰机的轰炸机联队被地对空导弹命中的概率为 1.4%；而没有带自卫干扰机的轰炸机联队被地对空导弹命中的概率为 14%，损失相差 9 倍。自此以后，美军的作战飞机作战时都要带自卫干扰机。

例 3 在海湾战争中，美军作战有预警飞机探测指挥，还有卫星侦察指示目标，而伊拉克既没有对预警飞机的干扰机，也没有对卫星探测设备的干扰机，作战飞机上也没有自卫干扰机。伊拉克起飞的飞机随即被美军击落，于是其他飞机也不敢起飞。结果海湾战争美军以零损失取得胜利。海湾战争是一场严重不对称

的战争。美军是以“信息战”对付伊拉克的“热兵器战”。或者说伊拉克虽然有飞机、坦克、导弹、大炮等，但缺少地对空的干扰机，因此让美军以零损失取得了海湾战争的胜利。

以上 3 个战例说明了雷达干扰的重要性。例 1 中诺曼底登陆使用雷达干扰，所以用小的损失取得大的胜利；例 2 中越南战争的实战统计说明带自卫干扰机的作战飞机比不带自卫干扰机的损失大大减少。例 3 说明，没有地对空的地面干扰机作战时，将会使对方以零损失的作战结果取得战争的胜利。由此可见雷达对抗在现代化战争中的重要性和在信息化作战中的重要地位。



1.8 本章小结

本章介绍了雷达的起源、雷达的基本组成、雷达测距测向定位的原理、雷达工作的频率、雷达为什么会被干扰以及雷达的原理性弱点。雷达能被干扰，主要是因为：在通带内的信号，不论有用无用全部接收；当有害信号与有用信号混合在一起时，且有害信号比有用信号大到某个值时，雷达的处理设备就不能从有用信号与有害信号的混合体中处理出有用信号来；雷达天线的副瓣实际上不可能为零。鉴于雷达的这三个弱点，不论雷达多么先进，采用了什么新技术，它都会受到干扰。本章还介绍了雷达干扰机的组成、干扰的原理、干扰机主要参数的含义。当这些参数不满足干扰方程的要求时，这种干扰就可以抗掉。雷达干扰和抗干扰不断地进行改进、发展，把干扰和抗干扰的技术推向新的高度，促进了技术的进步。

雷达干扰是随着雷达的产生而产生，随着雷达技术的发展而发展的。如果有一方落后，落后者就要被制约或淘汰。在信息战争的发展中，双方相互制约、相互促进、相互发展。

第 2 章

新型战斗机和电子 战飞机上的航空电子设备



空中打击在现代战争中发挥着越来越重要的作用，战斗机和电子战飞机是空中打击过程中不可或缺的作战要素，也是夺取制空权乃至赢得战争制胜权的重要保证。



2.1 新型战斗机上的航空电子设备

2.1.1 概述

战斗机的范围很广，根据作战任务的不同，可分为制空作战型、对地攻击型、制空/对地多用途型等。制空型战斗机又称为歼击机，主要用于制空权的争夺和对来袭航空兵器的拦截；对地攻击型战斗机的作战任务一般多为配挂炸弹或导弹进行临空攻击；制空/对地多用途型战斗机主要用于执行制空/对地双重作战任务，系统配置功能齐全，制空和对地的作战能力都十分突出。

战斗机是世界各国军队装备数量最多、使用频率最高的机种。为此，各国都不惜投入巨资对现役战斗机进行改进，提升其作战能力，并大力研制发展新一代战斗机平台，配置新型航空电子设备，以争取未来空中作战的优势。新型战斗机已逐步由过去的任务单一型向任务复合型转变，在提高制空作战，即空空作战能力的同时，把对地打击所需的系统配置也融为一体，形成多用途战斗机，增强了作战部队的可选择性。

世界各国对战斗机的分代并不是单纯按时间划分的，更多的是按技术和性能特点来划分。目前，战斗机已发展到第四代。

第一代战斗机主要是指第二次世界大战后发展起来的跨音速战斗机和 20 世纪 50 年代初开始交付使用的 1~1.5 倍音速战机，如美国的 F-86、F-100，苏联的米格-15、米格-17、米格-19，英国的“闪电”F-1 和法国的“超神秘”等型号的

战斗机。这些战斗机都装有涡轮喷气发动机，武器以航炮为主，一般都配有火箭。

第二代战斗机是指美国的 F-4、F-5、F-104，苏联的米格-21、米格-23，法国的“幻影”Ⅲ等型号的战斗机。这些战斗机的最大飞行速度一般为 2~2.5 倍音速，武器为航炮和第一代空空导弹，发动机是涡喷或涡扇式，并配有火控雷达。

第三代战斗机指美国的 F-16、F-14、F-15、F-18，苏联的米格-29、苏-27，法国的“幻影”-2000 等型号的战斗机，是于 20 世纪 70 年代中期开始装备部队、目前正在服役的超音速战斗机。这些飞机一般采用涡扇发动机，武器以空空导弹为主、航炮为辅，有较好的火控雷达系统。这一代战斗机特别强调机动性和敏捷性，最大速度和升限与第二代相当，但航程一般都较大，装备了具有下视/下射能力的多功能雷达和电子战设备。

目前，发达国家已开始了第四代战斗机的研制、生产和装备，其代表机型主要有美国的 F-22 “猛禽”战斗机、F-35 联合攻击战斗机以及俄罗斯的 PAK FA 战机（俄称为第五代）。这一代战斗机各方面的技术性能，特别是航空电子设备较前几代有了质的飞跃。欧洲战斗机的发展重点及先进机型则是英、意、德、西班牙联合研制的“欧洲战斗机”/“台风”，瑞典的“鹰狮”战斗机和法国的“阵风”战斗机。就其技术特点而言，这几种飞机属于“三代半”战斗机。

2.1.2 战斗机航空电子设备的发展

在现代战争中，夺取制空权并不仅仅依靠飞机的飞行性能和机载武器，还与飞机的航空电子设备，如雷达、电子战系统、通信系统以及武器控制系统等密切相关。因此，世界各国在加强新型作战飞机研制的同时，特别注重对先进航空电子设备的研制，航电设备的造价已占到飞机总成本的 60%~70%。

战斗机的航空电子设备主要能实现四种基本功能：

(1) 低可观测性，即飞机躲避敌方雷达和光学探测系统的隐身能力。这不只与飞机的机身结构和雷达吸波材料相关，而且与飞机采用的无源传感器（电子支援、红外、雷达告警接收机和激光接收机）和特定的干扰方式有关。

(2) 实时更新战术态势，将相关数据提供给飞行员及武器系统军官。

(3) 火控，包括完成指定作战任务需要的所有武器、传感器和计算机。火控功能必须能全天时、全天候并在激烈作战中得到保障。

(4) 自卫，通过使用电子支援措施、雷达/激光告警接收机和电子对抗措施，包括箔条、曳光弹、干扰机和诱饵，为飞机提供保护。

先进的航空电子设备既提升了飞机的作战生存能力，又扩大了飞机的目标攻击范围和数量，从而大大提高了飞机的作战效能。其中，机载雷达与电子战设备是战斗机航空电子设备的关键组成部分，其性能水平是衡量战斗机综合作战能力的重要因素之一。随着军事技术的不断发展，战斗机面对的作战对象、作战环境已经改变，武器装备的需求也不断改变，机载雷达与电子战设备也得到了长足的发展。

1. 战斗机雷达发展情况

战斗机雷达，特别是机载火控雷达，是现代战斗机重要的目标传感器，是战斗机全天候远距离搜索、探测、捕获并跟踪目标的重要手段，在世界战斗机发展过程中始终占据着突出地位。机载火控雷达具有空空、空地和空海功能，主要用于对敌机进行精确定位，控制火炮或导弹瞄准射击。

20 世纪 60 年代，微电子器件的出现和数字技术的进步，大大促进了美国机载雷达技术的发展，对机载雷达小型化起到了重要作用。美国开展了不同型号脉冲多普勒火控雷达的研制工作，同时也进行了机载相控阵雷达的研制工作，开展了“微电子用于雷达”计划。在此期间，美国研制成功了安装在 F-14 战斗机上的

AWG-9 火控雷达。

20 世纪 70 年代，美国研制成功多种脉冲多普勒火控雷达，包括 APG-66、APG-65、APG-63 等型号雷达。多功能和数字化是新一代火控雷达的特点。美国还进行了机载相控阵雷达第二阶段研究工作，即可靠的机载固态雷达计划，研制出了包含 1048 个收/发（T/R）组件的有源阵列，验证了有源阵列的可靠性。

20 世纪 80 年代，脉冲多普勒火控雷达发展日臻成熟，美国研制成功了更加先进的 APG-68 火控雷达。另外，美国还利用新器件和新技术改进了原有火控雷达，出现了 APG-71（AWG-9 的改进型）、APG-70（APG-63 的改进型）等型号。在机载相控阵雷达方面，他们开展了固态相控阵计划，研制出了一个 2000 单元的阵列，验证了功率效率和经济上的可行性。

20 世纪 90 年代，成像技术在机载火控雷达中广泛应用，机载相控阵技术取得重大进展并进入实用和装备阶段，机载航空电子系统向着综合化方向发展。其中，美国 F-22 战斗机最具代表性，它装备了 20 世纪 90 年代研制成功的有源相控阵火控雷达 APG-77，代表着机载火控雷达的发展方向。同时，在 F-22 战斗机上还进行了“宝石柱”计划，引申出了“综合航空电子设备”概念。

现代高技术信息化作战对机载火控雷达的综合性能和可靠性的要求日益提高，要求其威力大、可先敌发现、掌握战场主动权、可对付隐身目标、对空对地功能更完善；在战争环境下生存能力强、体积小、质量轻，适用于不同平台结构形式的安装，可靠性高等。传统的机械扫描脉冲多普勒体制火控雷达已经无法满足这些要求，于是相控阵雷达应运而生。

相控阵雷达分为有源和无源两种。其中，有源相控阵（有源电扫描天线阵列 AESA）除具有一般相控阵所具有的波束可捷变、灵敏度高、探测距离远、雷达横截面积小、全寿命费用低等特点之外，还具有射频损耗小、多波束（不同功率、不同方向）探测与跟踪、可靠性高（具有柔性降级能力）、维修保障性好等特点，

因而备受青睐，它不仅能满足现代先进战斗机对机载火控雷达提出的要求，而且还为战斗机带来了许多新的功能，是各军事强国争相抢占的一个军事技术制高点。因此，机载有源全固态多功能相控阵雷达将是今后机载雷达的发展方向，目前美国、俄罗斯、以色列、日本、英国等国均致力于该技术的研究与发展。

2. 战斗机电子战设备发展情况

战斗机的生存能力在很大程度上取决于机载电子战设备的水平及其与整个航空电子设备的协同作用。从冷战时期的打击平台到现在的新型战斗机，机载电子战设备一直都是电子战市场最迫切的需求，在价格、尺寸、重量和性能方面提出了极高的要求。在军事技术不断发展的今天，新的威胁和武器系统不断涌现，电子战设备已成为战斗机航空电子设备的核心装备，是战斗机克敌制胜的重要保障。

战斗机的电子战设备包括机载电子情报、雷达告警、导弹逼近告警、有源干扰、无源干扰、一次性使用投掷式干扰机等装备，主要用于实施电子情报侦察、威胁告警、支援干扰和平台的自卫干扰。目前，世界各国已经生产和装备了几百种适合各类空中平台使用的电子战设备，包括用于执行空中电子支援、电子攻击和电子防御任务的雷达对抗设备、通信对抗设备和光电对抗设备。

目前，战斗机电子战设备体系建设已基本结束以往单项设备独立工作的配置模式，通过先进的数据总线 and 数据融合技术实现了平台中心架构，并普遍加装了与信息网络的接口，正在向网络中心架构过渡。机载雷达/通信电子战接收机硬件已经相对成熟，称为“软件无线电”的数字接收机得到了广泛使用，已出现了一批新型接收机，如 F-22 战斗机上的 AN/ALR-94 接收机等；雷达告警接收机正在向无源快速定位功能方向发展，如 F-16 战斗机上根据“先进战术目标瞄准技术”（AT3 计划）改进的 AN/ALR-69；大部分的机载雷达/通信干扰机都具备基于数字射频存储器技术、对威胁源进行欺骗干扰的功率管理功能；信号处理技术已有长足发展，在“重复周期的开窗处理”、“时间差的直方处理”和“脉冲的谱分析”

等的基础上又在寻求新的解决方法。

为了赢得未来可能发生的战争，战斗机电子战设备的发展正在寻求一条预示明天威胁、走在威胁前面的超前发展之路。因此，世界各国除了对大量在役的战斗机电子战装备进行技术改造外，还针对预测威胁全力打造新系统，并逐步完善网络化功能。

2.1.3 各种先进战机的航空电子设备介绍

国外先进战机的代表机型主要有美国的 F-22 “猛禽”、F-35 “联合攻击战斗机”，俄罗斯的 PAK FA、苏-35，欧洲的“鹰狮”、“欧洲战斗机”/“台风”、“阵风”战斗机。这些战斗机具有超视距作战能力、低可观测性以及高机动性和敏捷性，作战持久性强，出击率高，在作战过程中能够先敌发现、先敌摧毁，配有先进的电子扫描相控阵雷达、电子战设备及其他航电设备。

1. 美国先进战机的航空电子设备

1) F-22 “猛禽”战斗机的电子设备情况

F-22“猛禽”(Raptor)战斗机于2005年12月15日服役，是美国洛克希德·马丁公司、波音公司和通用动力公司联合设计研制的新一代重型隐身战斗机，也是美国空军战术空中力量的主力机种，如图2.1所示。F-22战斗机在隐身、目标精确探测、超音速巡航、机动敏捷性、可靠性和维修性方面具有良好的性能，主要任务是获取和保持战区制空权。

F-22战斗机的航空电子设备实现了高度综合化，主要体现在三个方面：对飞行员而言，可在一个显示器上看到所有经过处理的相关信息，还可获得战场态势评估结果以及实现武器火控等其他功能，大大减轻了飞行员的工作负荷，提高了飞行员战斗时的决策能力；对软件工程师来说，综合化意味着各种功能的软件能

够迅速调用共享的信息，如航迹数据、导航数据、任务数据以及飞机各系统的工作状态信息等，大大提高了信息的处理速度和可信度；从硬件的角度来说，综合化就是由通用的组件、模块、标准数据总线和操作系统构成一个整体构架，实现信息的处理和传送。F-22 战斗机的电子模块都是建立在高速集成电路技术基础上的，系统可在较小的空间内具有更多的功能、更大的计算容量、良好的容错能力以及扩充潜力与结构重构能力。



图 2.1 F-22 “猛禽”战斗机

(1) 雷达。F-22 战斗机装备了 AN/APG-77 有源电扫相控阵雷达，该雷达由美国诺斯罗普·格鲁曼公司与雷神公司共同研制，是目前世界上最先进的战斗机雷达，如图 2.2 所示。AN/APG-77 雷达在功能、性能、可靠性、低可观测性等方面取得了突破性进展，同时具备搜索、干扰和通信功能，具有全方位、全高度和强杂波下检测目标的能力以及先进的抗电子干扰能力。

AN/APG-77 雷达的工作频率为 8~12GHz，具有空空、空地和空海三种工作模式。空空模式包括空空搜索与跟踪、空战机动、边测距边搜索、搜索高度显示、边速度搜索边测距、边跟踪边扫描、单目标跟踪、袭击群目标分辨、改善上视搜索、战情提示等；空地模式包括增强实波束地形测绘、扩展地形测绘、多普勒波

束锐化、信标、地面动目标跟踪、地面动目标显示；空海模式包括海面舰载目标检测、固定目标跟踪、地面动目标显示和地面动目标跟踪。

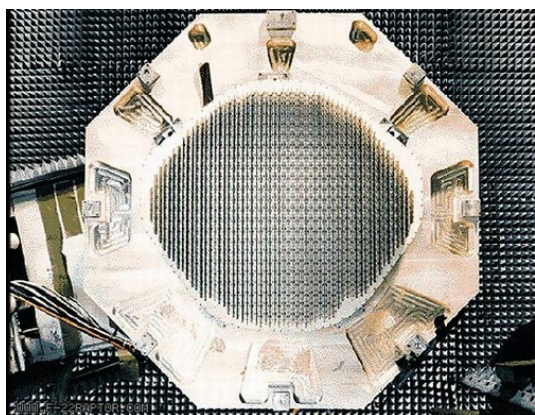


图 2.2 AN/APG-77 雷达

AN/APG-77 雷达的有源电扫阵列由 2000 个低功率 X 波段 T/R 组件构成，每个组件的尺寸为 $20\text{mm}\times 3\text{mm}$ ，功率为 10W 。用边速度搜索边测距方式对上视/下视迎头目标的作用距离为 296km ；用边测距边搜索方式对迎头或尾追目标的作用距离也是 296km ；用增强实波束地形测绘方式对导航和目标探测的作用距离为 148km ；用地面动目标显示方式对陆海目标作用距离为 74km ；用单目标轨迹方式自动锁定第 1 个目标的作用距离为 5.5km 。截获概率为 86% （在最大探测距离，对雷达截面积为 1m^2 的目标），对雷达截面积为 1m^2 目标的探测距离超过 220km 。

F-22 战斗机的雷达技术着眼于几个关键领域以提高飞机的生存能力、杀伤力、可靠性和可支持能力。低截获概率能力是 AN/APG-77 雷达最显著的特点。传统雷达往往在窄频段发射高能脉冲，而该雷达采用扩频传输技术，在宽频段发射低能量脉冲。接收到多个回波后，雷达信号处理器对信号进行融合。虽然反射至目标的能量与传统雷达一样多，但由于每个低截获概率脉冲的能量都相当低，可能不适合标准调制图形，所以目标很难探测到 F-22 战斗机；AN/APG-77 的天线设计

支持 F-22 战斗机的隐身雷达截面积特性,降低了敌方发现并跟踪 F-22 战斗机的能力。雷达功能性波形设计的各方面也采用了低截获概率技术,以限制被威胁系统识别和利用的能力。低雷达截面积和低截获概率的实现为飞行员提供了更高的生存能力,使其具备“先敌发现”的优势。

AN/APG-77 能够形成精细射束,并利用逆合成孔径处理技术产生高分辨率目标图像。逆合成孔径利用目标位置转动变化产生的多普勒频移,形成目标的三维地图。飞行员可以利用存储在数据库中的真实雷达图像,对目标进行比较。

(2) 电子战设备。F-22 战斗机的电子战设备包括 BAE 系统公司研制的 AN/ALR-94 无源接收机和 AN/ALE-52 对抗投放器,以及洛克希德·马丁公司的 AN/AAR-56 导弹发射探测器。

AN/ALR-94 无源定位系统是 F-22 战斗机上最复杂的设备,它摆脱了传统的电子战模式,这一原先被认为只用于防御的系统变成了集探测、跟踪甚至攻击目标功能于一体的关键设备。AN/ALR-94 无源接收机可提供全频段 360° 覆盖,主要用于接收外界电磁信息,对威胁进行判断,完成电子支援措施中雷达告警和导弹告警功能。对于使用雷达搜索 F-22 战斗机的敌机目标,AN/ALR-94 无源接收机可在距离目标 463km 远的地方进行探测、跟踪与识别,远在目标雷达能探测到 F-22 战斗机之前。当距离靠近时(仍有 185km),AN/ALR-94 无源接收机可给出指令,触发 AN/APG-77 机载雷达开始工作。AN/ALR-94 无源接收机实时跟踪近距离作战飞机等高等级目标辐射源,如果敌机不明智地使用了雷达,AN/ALR-94 无源接收机会给出信息,用于发射 AIM-120 空空导弹并制导其命中目标,使其成为一枚事实上的反辐射空空导弹。

AN/AAR-56 导弹逼近告警系统采用了 6 个焦平面红外传感器的分布式孔径系统,可以实现对飞机的球形覆盖。其功能包括导弹逼近告警、态势感知红外搜索与跟踪,支持空空光电瞄准,并可控制新型箔条/红外投放器 AN/ALE-52。

2) F-35 “联合攻击战斗机”

F-35 “联合攻击战斗机”（如图 2.3 所示）是美国正在研制的新一代先进战术攻击机，是一种低成本、多用途攻击机，可同时满足空军、海军和海军陆战队的需要，用于取代美国空军的 F-16C 和 A-10，海军的 F/A-18E/F，以及海军陆战队的 F/A-18 和 AV-8B 等型号作战飞机。F-35 战斗机已于 2006 年 12 月 15 日完成首飞，计划服役时间为 2011 年。



图 2.3 F-35 “联合攻击战斗机”

F-35 战斗机的航空电子设备是在 F-22 战斗机的基础上研制的，航空电子设备的综合程度比 F-22 战斗机更高，传感器的功能更多，因此其传感器融合水平也将进一步提高。美国三军对 F-35 战斗机的共同要求是良好的隐身性能、性能优良的航空电子设备、综合的战场通信能力、新一代的任务计划系统以及“买得起、用得起”。这一设计原则贯穿 F-35 战斗机航空电子设备的整个设计过程。雷声和诺斯罗普·格鲁曼公司为 F-35 战斗机研制的航空电子设备至少综合了 5 种传感器和多种支持系统：多功能雷达、电子对抗、电子情报收集、2 个光电传感器、传感器引信系统、自动目标识别和对策以及先进数据链等。它们打破了雷达、电子战和未来战斗机所需的其他关键能力之间的界限。也就是说，扫描和跟踪目标等传统雷达任务使用的 AESA 同时也可用来执行干扰、电子侦察、通信和其他任务。

而且,由 AESA 收集的信息将与从机外信息来源(如“机载预警与控制系统”、“联合星”、“铆钉”和卫星等)得到的信息以及机载光电系统收集的信息(主要是红外频谱信息)综合在一起。

(1) 雷达。F-35 战斗机配备的有源相控阵雷达型号为 AN/APG-81。在 F-22 战斗机的 AN/APG-77 雷达上, T/R 模块类似“砖”的形状,而 AN/APG-81 雷达采用了更加轻薄的 T/R 模块,被形象地称为“瓦”。F-35 雷达的每个 T/R 模块的顶部都有一根称为辐射器的杆状天线,通过该天线可发射和接收射频能量。APG-81 雷达采用了较小的阵面尺寸,阵列数目有所减少,作用距离大约只有 AN/APG-77 雷达的三分之二,但成本和质量都只有前者的二分之一。

AN/APG-81 雷达可以提供空对空模式、合成孔径地面成像、地面动目标指示以及自动目标识别、有源和无源电子战等功能,使 F-35 战斗机具有中、高、超高目标分辨力和目标识别能力。

在空对空作战行动中,该雷达系统可完成信号搜索、被动搜索和多目标跟踪等任务。

在空对面作战行动中,该雷达系统具有合成孔径雷达的地面测绘功能以及对舰船的识别功能。利用合成孔径雷达图像, F-35 战斗机的自动目标识别/分类系统首先确定目标的边缘与轮廓,然后根据目标的纹理、形状和阴影等特征与特征数据库中的数据进行比较从而进行识别。由于采用了高重复脉冲波形, F-35 战斗机的雷达能将目标从背景中凸显出来,并消除距离造成的模糊。而目标一旦被锁定,就无法逃脱。此外,其天线还能被动跟踪目标,并利用短脉冲准确计算出目标距离。该雷达识别地面小目标的最大作用距离可达 460km,在约 19km 或更高的高度时的分辨率为 0.3m。该雷达使 F-35 战斗机能在 10min 内定位、识别并摧毁地面机动目标,如防空导弹、战场弹道导弹发射器和地面雷达等。

诺斯罗普·格鲁曼公司已对 F-35 战斗机的雷达系统进行了数年的试飞,并在

传统的雷达功能中综合了电子战能力，通常称其为“多功能综合射频系统”。在“多功能综合射频系统”中，雷达、通信/导航/识别和电子战功能不仅共用处理机，还将共用隐身天线。



图 2.4 AN/APG-81 机载雷达

(2) 电子战设备。F-35 战斗机采用 AN/ASQ-239 综合电子战系统，由 BAE 公司研制，已于 2009 年 2 月安装在 F-35B 原型机上进行了试飞。

AN/ASQ-239 系统主要有 5 项功能：

- ① 雷达告警，包括分析、识别、跟踪、模式识别和单脉冲测向；
- ② 针对敌导弹实施多谱对抗，进行自卫；
- ③ 提供态势感知以及进攻性目标定位支持，包括电子监视和威胁定位，让飞行员可以确定飞行路线，从而避开敌方辐射源或者对攻击提供支援；
- ④ 高灵敏度的电子监视能力；
- ⑤ 与机上 AESA 雷达、隐身数据链、光电传感器等其他航电设备协同作用，

以实现数据的充分融合。

AN/ASQ-239 系统具有低可观测性的孔径,分布在机身 10 个位置,其中翼尖 6 个、尾部 2 个、水平尾翼端 2 个,允许飞机执行各种任务而无须改变其雷达反射截面积,提高了隐身能力。AN/ASQ-239 系统又被称为“下一代的 F-22 装备”。F-35 战斗机的设计比 F-22 战斗机一体化航空电子系统晚 10 年时间,F-22 战斗机采用的是专用集成电路,而 F-35 战斗机的数字化程度更高,主要采用现场可编程门阵列。AN/ASQ-239 系统对射频信号的无源探测距离达到了 482.8km,可在 217.26km 的距离对敌辐射源进行精确定位,精度足以引导反辐射导弹。

2. 俄罗斯先进战斗机的航空电子设备

1) 苏-35 战斗机

苏-35“超级侧卫”战斗机由俄罗斯苏霍伊公司制造,具有远程、多用途、空中优势和打击等特性,如图 2-5 所示。苏-35 战斗机于 2004 年首次正式列装,到 2015 年前将有 48 架将进入俄空军部队服役。这种被俄罗斯称为“四代半”战斗机的综合性能实际上与欧洲的“阵风”、“台风”和“鹰师”等“三代半”战斗机相当。



图 2.5 苏-35 战斗机

苏-35 战斗机采用全新的玻璃座舱,座舱前面装有 OLS-35 新型光学瞄准系统,

该系统可作为红外传感器、激光测距/瞄准指示器和电视瞄准。为更有效地攻击小型机动目标，苏-35 战斗机还挂载了“游隼”（Sapsan-E）光电瞄准吊舱，可以更方便地使用激光制导炸弹等攻击武器。苏-35 战斗机装有红外摄像机、激光测距仪、电视和目标跟踪部件等设备，可搜索、跟踪与锁定地面和海上目标，甚至在高机动状态下，仍然能够保证将目标锁定在视场内。此外，苏-35 还可以通过使用“编队内数据链”实现 4 个 4 机编队共享目标信息。

在机载雷达方面，苏-35 战斗机主要装备的是 N135 “雪豹”（Irbis）和“甲虫”（Zhuk）系列雷达。“雪豹”系列雷达由俄罗斯提赫米洛夫仪器制造研究所（NIIP）研制，工作在 X 波段（8~12.5GHz），采用无源电扫天线。在电扫模式下，雷达能提供 120° 方位搜索区，可同时处理 30 个空中目标。“雪豹”可实现地图绘制（最多同时打击 4 个地面目标）；同时进行空地搜索；对雷达截面积为 3m² 的空中目标迎头最大探测距离为 400km，高空的尾追探测距离不少于 150km，对雷达截面积为 0.01m² 的空中目标的探测距离为 90km。“甲虫”系列雷达由俄罗斯法兹特龙雷达设计局研制，最新型号“甲虫”-AE 有源电扫阵列雷达在 2009 年莫斯科航空展上首次出现。“甲虫-AE”工作在 X 波段雷达，有约 1500 个 T/R 组件，能以边跟踪边扫描的模式跟踪 30 个以上目标，并可同时打击 8 个目标。在上视和下视模式中，“甲虫”-AE 最远可探测到 130km（迎头距离）的空中目标；在空/地模式下，可实现测距、地图测绘和对移动目标的跟踪等功能。

在机载电子战设备方面，苏-35 战斗机装有电子侦察系统、导弹告警系统、光波段和无线电波段的干扰压制系统、箔条/红外干扰物投放系统以及 Kh-31P 反辐射导弹。苏-35 战斗机的电子战设备普遍采用数字射频存储技术，能在极短时间内分析并复制出敌方的信号，进行噪声干扰或制造假方位、假速度、假距离等虚假信息。Kh-31P 导弹是一种专门针对美国“爱国者”等防空系统而研制的新一代反辐射导弹，该导弹能准确捕获和跟踪目标、命中率高。

2) PAK FA/T-50 隐身战斗机

2010 年 1 月 29 日, 俄罗斯第五代战机 PAK FA 的原型机 T-50 成功首飞, 如图 2.6 所示, 这是近十年出现的唯一一种可与美国 F-22 战斗机抗衡的隐身战斗机。PAK FA 战斗机在空中加油一次的最大作战距离约为 5500km, 与 F-22 战斗机相当, 略大于 F-35 战斗机。携带机内油箱时, PAK FA 战斗机的作战距离为 3000km, F-22 战斗机为 2963km。在大批量生产启动之前, T-50 战斗机将进行 2000 次以上的试飞。

T-50 战斗机采用了等离子体隐身技术, 具备先进的隐身特性, 可以进一步降低其雷达截面积, 与 F-22 战斗机的隐身能力相当, 为 $0.001 \sim 0.01\text{m}^2$ 。



图 2.6 T-50 隐身战斗机

T-50 战斗机的原型机配备的是改进型“雪豹”Irbis-E 雷达 (采用了苏-35 战斗机上使用的无源电扫阵列技术), 俄罗斯提赫米洛夫仪器制造研究所 (NIIP) 为这种第五代战斗机研发了更先进的有源电扫阵列雷达系统, 全尺寸模型已经公开亮相, 今后还将装备苏-35BM、苏-30MKI 和苏-30MK2 等机型。这种 X 波段 AESA 雷达中包含 1526 个独立的收/发模块, 而 F-22 战斗机的雷达包含大约 2000 个收/发模块。除此之外, T-50 战斗机还配有侧视雷达和后视雷达。机头和机尾装备 AESA 雷达后, T-50 战斗机在其前后方都可以实现 120° 覆盖。另外, 它在翼尖

上还有 L 波段 AESA 共形阵列。据报道,翼尖的 L 波段阵列雷达可以探测到 F-35 这种大小的隐身飞机。根据设计特点,还可以在 T-50 机身表面增加 AESA 共形阵列,实现全方位的雷达监视。利用其高性能的航电设备,T-50 战斗机具备了 360° 态势感知能力。

这种 AESA 雷达还具有电子对抗能力,可以干扰敌方雷达,利用无线电波烧毁敌方雷达、低空导弹营指挥控制计算机甚至敌方战斗机的飞行控制计算机的电子系统。位于飞机翼尖的 L 波段 AESA 雷达可以跟踪、定位和干扰联合战术信息分发系统、多功能信息分发系统和 Link 16 数据链等。这种新型的 AESA 雷达不仅是一部雷达,更是一种一体化的射频电子系统,包括数个波段的雷达、识别系统、电子战/电子情报系统等。新型机载设备可实现实时数据交换,范围并不仅仅局限在飞机与地面控制系统之间,还可以在飞行编队之间。

3. 欧洲先进战斗机的航空电子设备

1) “鹰狮” 战斗机

“鹰狮”战斗机是由瑞典萨伯公司研制的一种新型战斗机,于 1996 年 6 月试飞成功,目前共生产三批 100 多架,如图 2.7 所示。“鹰狮”战斗机的航空电子设备结合了有源和无源雷达、通信及电子战的功能,采用了全数字化结构,通过软件设计即可实现航空电子系统的换代,实现对战场环境变化的及时响应。



图 2.7 “鹰狮” 战斗机

(1) 雷达。“鹰狮”战斗机采用的是 PS-05/A 多模式搜索与火控雷达，工作在 I/J 波段，由萨伯微波系统公司研制，最新型号为 PS-05/A Mk5。它采用 Mk4 加装有源电扫阵列天线的形式，并升级了软件，吸取了萨伯公司 NORA (Not Only Radar) 技术演示项目的经验。这种多通道 AESA 雷达的有源阵列可以划分为多个子孔径，能够自适应波束形成实现干扰压制并具备数字波束形成能力，提供多个波束进行不同的任务指派。整个 NORA 概念中构想的是一种多功能雷达，可以完成空中目标跟踪、火控、全天候精确空地打击、非合作目标识别以及电子攻击等。同样，NORA 通过降低雷达截面积和灵活的能量管理可以满足低截获概率的要求。NORA 雷达构想及样件如图 2.8 所示。



图 2.8 NORA 雷达构想及样件

(2) 电子战设备。“鹰狮”战斗机的电子战设备是“多功能综合防御信息系统”(MIDIS)，由瑞典爱立信公司制造。

MIDIS 把雷达告警、电子战支援、电子情报、电子干扰、战术通信和多功能雷达的功能有机结合在一起，实现了硬件共用、软件综合和信息相关。该系统的基本思想是尽可能使用无源系统，并迫使敌方使用有源系统。其核心是 BOW-21 雷达告警器，负责对机上传感器信息进行相关处理，承担辐射源识别、无源定位

和威胁评估三项关键功能。

MIDIS 可控制使用 3 种不同的投放器：**BOL** 投放器安装在先进中程空空导弹发射器中，内有 160 枚箔条/红外干扰弹，以机械方式投放；**BOP/C** 投放器安装在机身内，可投放箔条、曳光弹或者投掷式有源干扰机；而安装在机翼吊架后部的 **BOP/B** 投放器可向后发射常规 55mm 圆柱曳光弹和拖曳式诱饵 **BO2D**，**BO2D** 重量不超过 2kg，能超音速拖曳。

2) “欧洲战斗机” / “台风” 战斗机

“台风”战斗机是由英、德、意、西四国合作研制的新型单座超音速战斗机，主要用于防空和空中优势任务，兼具对地攻击能力，如图 2.9 所示。第一批 7 架原型机在 1994 年 3 月 29 日试飞，并于 2001 年底正式服役，目前四国总共定购了 620 架。



图 2.9 “欧洲战斗机” / “台风” 战斗机

(1) 雷达。“台风”战斗机装备的是 **CAPTOR** “捕手” (ECR 90) 多模式 X 波段脉冲多普勒雷达，由欧洲雷达协会研制。

2007 年 5 月，“捕手”雷达的有源电扫阵列型在“台风”战斗机上成功试飞，该样机命名为“凯撒” (CAESAR)。其预计探测距离是“捕手”雷达的 1.5 倍，可以同时跟踪 20 个空中目标。“凯撒”雷达并不是一部全新的雷达，但它将新的

有源阵列天线、天线控制单元和经过改进的电源与现有雷达的接收机和处理器结合在一起，在原有雷达的功能和模式上增加了有源扫描的优点。该雷达包括 1425 个独立的收发模块，可同时实现空中监视、空地和武器控制等多种雷达功能，提高了飞机的空空导弹有效作用距离，可更快更准确地探测和跟踪多个目标。

“凯撒”雷达在设计上完全适应“欧洲战斗机”平台的安装环境，并保持了现有“捕手”雷达的重要部件。为了实现设计目标，雷达采用了“捕手”雷达的接收机和处理器，增加了新的天线电源、天线控制单元及 AESA 天线。AESA 的核心部件是标准化模块发射接收设备。

(2) 电子战设备。“台风”战斗机的电子战设备是“防御辅助子系统”(DASS)，能提供威胁告警、态势感知和干扰能力，可应对包括雷达、红外和激光在内的全频谱威胁。

DASS 的主要部分包括翼尖吊舱中的电子支援系统/电子对抗系统和拖曳式诱饵，翼下的箔条和曳光弹投放器，以及机头和机尾的导弹和激光告警系统。其中，电子支援系统覆盖的频率范围很广，从 VHF 波段监视雷达所采用的 90~100MHz 到战斗机雷达的 10GHz，能够对威胁雷达的波长、脉宽和扫描方式等进行特征描述。“精灵”(Ariel) 光纤拖曳式诱饵也是“台风”战斗机电子战设备的重要组成部分，它主要用于对付单脉冲跟踪雷达，如图 2.10 所示。该诱饵采用基于数字射频存储器的技术发生器，能够生成 4.5~18GHz 范围内的各种噪声和欺骗信号。



图 2.10 “精灵”诱饵

3) “阵风” 战斗机

“阵风” 战斗机是法国达索公司为法国空、海军研制的下一代战斗机，如图 2.11 所示。“阵风” A 战斗机于 1986 年 7 月首次试飞，目前法国共有空军型“阵风” C（单座）、“阵风” B（双座）及海军型“阵风” M 三种机型。在欧洲三种先进战斗机中，“阵风” 战斗机拥有最先进的航空电子设备，飞行员得到的是多个传感器（电子支援、光电传感器、雷达）综合后的战场态势，可信度更高、虚警率低，且更为隐蔽。“阵风” 战斗机在研制过程中不断引进新技术，其功能比原计划有了很大扩展，现在正在向“全面的多任务型战斗机”发展。



图 2.11 “阵风” 战斗机

（1）雷达。“阵风” 战斗机装备了由泰利斯公司研制的 RBE2 雷达，具有下视和下射能力，如图 2.12 所示。RBE2 雷达是一种无源电扫阵列雷达，具有空对空和空对地的探测功能。该雷达具有先进的边跟踪边搜索能力，能够同时跟踪 40 个目标，并同时攻击 4 个目标。它除了能承担防空和空对地的作战任务之外，还具有远程探测、多目标跟踪及目标识别功能，最适合对抗水面舰艇，可同时向不同的空空导弹指派多个目标，并且在完全独立于目标跟踪的方向上完成搜索。该雷达还具有高分辨率的地图绘制模式。



图 2.12 RBE2 雷达

RBE2 雷达从 1997 年开始生产，在空空、空地和空海以及地形跟随和地形规避等方面具有众多优势，这是传统雷达无法匹敌的。对于超低空渗透任务，RBE2 采用电子扫描技术可以产生三维地图，覆盖飞机前方大面积区域，在雷达扫描的区域内可支持水平面的地形跟随和机动。泰利斯公司计划将其升级为 AESA 型，2009 年 4 月已经进行了测试。与“阵风”战斗机现在装备的无源阵雷达相比，新雷达的作用距离增加了 50%，并与“流星”超视距导弹兼容。新雷达还将改进可靠性，为空地模式提供更高的 SAR 分辨率，并具备更强的抗干扰能力。RBE2 AESA 雷达于 2011 年装备“阵风”战斗机，计划于 2012 年初交付法国空军。

(2) 电子战设备。“阵风”战斗机装备的是由泰利斯公司和 BAE 公司联合研制的“频谱”(SPECTRA)一体化电子战设备，该设备具有光电告警、雷达/导弹告警和干涉仪测向等功能，覆盖了射频、红外和激光波段。

“频谱”分为几个不同的模块，分布在机身 16 个位置，通过专用的电子战数据总线与中央处理器相连，设备完全内装，没有外挂的干扰吊舱和箔条/曳光弹投放器。“频谱”具有较高的信噪比，可探测低功率辐射源；同时具有高灵敏度和多信号鉴别能力，方位精度优于 1° 。此外，“频谱”还采用了有源对消技术，能够发射与威胁信号反相的信号，这样威胁雷达就不能探测到回波。

值得一提的是，“频谱”通常与机上 RBE2 电扫雷达及 FSO 光电系统协同工

作,系统能识别探测到的防空武器,并结合当地的地形在彩色战术显示器上显示出一个威胁区域,帮助飞行员躲避危险地区,这种智能数据融合极大地提高了任务的成功率和飞机的生存能力。

2.1.4 先进战机航空电子设备的特点与优越性

通过前面的分析可以看出,战斗机航空电子设备,特别是机载火控雷达与电子战系统的飞速发展推动先进战斗机综合性能大幅度提升。先进战斗机装备的机载火控雷达和电子战系统究竟有多“先进”,可以从机载有源电扫阵列雷达的应用以及航空电子设备综合一体化这两个方面加以分析。

1. 战斗机有源电扫阵列雷达的优越性

机载火控雷达经历了由传统的机械扫描到电子扫描、由无源相控阵到有源相控阵体制的发展历程。有源相控阵的成功应用是对传统机载雷达的一次革命,它极大地扩展了雷达的应用领域,提高了雷达的工作性能,进而提高和丰富了作战飞机执行任务的能力和作战模式。

相控阵技术是近年来正在发展的新技术,它比单脉冲、脉冲多普勒等任何一种技术对雷达发展所带来的影响都要深刻和广泛。有源相控阵体制使雷达可以使用灵活的电子扫描、先进的功率管理和信号处理技术,具有很多卓越的性能。采用有源相控阵火控雷达后,目标探测性能、目标容量、可靠性都大为提高,在距离分辨率、抗干扰能力和灵活性方面提高了10~30倍。与普通机械扫描火控雷达相比,机载有源相控阵火控雷达不仅在作用距离、抗干扰能力、可靠性和天线隐身设计等方面的性能大大提高,还具备了实现同时多功能和真正意义上的多目标攻击能力。以F-18战斗机的火控雷达为例,APG-79雷达与APG-73雷达相比,对空中目标的探测距离前者是后者的3倍,探测和跟踪的目标数量是后者的2倍,可靠性是后者的5倍,而工作和维护成本仅为后者的40%。

具体来说,机载有源电扫阵列雷达的优越性体现在以下几个方面。

1) 雷达作用距离大幅度提高

在天线口径一定的情况下，雷达的作用距离通常由辐射信号功率、接收机灵敏度和各种传输损耗等因素决定。机载有源相控阵体制可以大大提高雷达在这几个方面的性能。有源相控阵雷达的天线通常由几千个 T/R 组件按照一定规律排列组成，每个 T/R 组件都具备独立的信号放大、发射和接收能力，雷达的辐射功率由所有的 T/R 组件功率合成。因此，每个 T/R 组件的辐射功率不大，但合成在一起就很容易达到实现远距离探测所需要的辐射功率。由于有源相控阵雷达 T/R 组件中的射频功率放大器同天线辐射器紧密相连，而接收信号几乎直接耦合到各组件内的射频低噪声放大器，有源相控阵雷达的收发馈线损耗比传统机械扫描雷达大为减少。机载有源相控阵雷达的辐射信号功率大、接收机灵敏度高、各种传输损耗低，这些都大大提高了机载有源相控阵火控雷达的作用距离。战斗机的机载有源相控阵火控雷达对雷达散射截面积为 1m^2 目标的作用距离通常可以超过 200km，而普通机载机械扫描火控雷达作用距离通常在 120km 以内。

2) 雷达的抗干扰能力大大增强

抗干扰是雷达正常工作必须具备的功能之一，抗干扰能力的高低是反映一部雷达功能的重要战术指标。在现代战争中，机载雷达将在非常复杂和恶劣的电磁环境中工作，必须具备较强的抗干扰能力。有源相控阵火控雷达可以大大提高工作带宽，降低敌方的干扰功率密度，使敌方无法对雷达进行全工作频段压制干扰。有源相控阵雷达还可以用无序的、离散的波束替代机械扫描雷达的周期的、连续的波束，以搜索、跟踪目标，通过将干扰源方向的天线波束设置零深等手段，降低雷达被敌方电子支援设施跟踪和截获的概率，提高其抗干扰的能力。

3) 实现真正的多目标攻击能力

多目标攻击能力是衡量战斗机作战效能高低的重要因素之一。机械扫描雷达在进行多目标攻击时，要求目标均落在相对较小的区域内，超出这一区域的目标是无法攻击的。而有源相控阵天线采用电扫描，不存在机械扫描天线转动时的惯

性,可以在 0.001s 的时间内改变波束指向。只要目标在天线的覆盖空域内,通过合理分配波束照射时间,就可以实现对目标的离散闭环跟踪,真正实现多目标跟踪和攻击,大大提高载机的作战效能。

4) 同时实现多种雷达功能

有源相控阵雷达可以采用时间分割的方法,交替用同一个阵面完成多种功能,在几乎同一时间内实现多种雷达功能。例如,雷达在进行地图测绘、地物回避、地形跟随、威胁回避的同时,还可以对空中和地面目标进行搜索、跟踪和攻击,这为开发新的雷达功能和空战战术提供了基础,为充分发挥战斗机的多用途功能创造了条件。

5) 大幅度提高天线的隐身水平

雷达天线对飞机总体隐身设计具有重大影响。雷达天线的隐身设计是现代机载雷达需要考虑的重要方面。机械扫描天线周期性地运动,与敌方的入射电磁波存在周期性的正交,这对减小天线的雷达反射截面积非常不利。而有源相控阵天线在工作时不做机械转动,可以通过合适的安装角度有效减小在主要威胁方向上的雷达反射截面积,还可以通过在阵列天线阵元上加装有效载荷等手段,吸收照射到天线上的雷达波,减少天线反射出去的雷达波,从而达到降低雷达天线散射截面积的目的。所以,相控阵雷达具有低截获概率和隐身能力。

6) 可靠性大大提高

有源相控阵雷达由数千个独立的 T/R 组件和辐射单元组成,少数单元失效对系统性能的影响不大。有源相控阵天线中有 10% 的单元失效时,对雷达总体性能无显著影响,无须维修;有 30% 的单元失效时,系统增益降低 3dB,仍可维持基本工作性能。这种“柔性降级”特性对保持雷达工作的可靠性是十分有用的。此外,整个雷达系统没有机械转动机构、高压电源、真空管器件,可靠性比传统机械扫描雷达有大幅度提高。

7) 传感器、干扰和通信功能的结合

美国已经在 2006 年开始对雷达的武器作用进行试验,美国海军的 Block 2 型 F/A-18E/F 战斗机已经成为首个采用机载有源相控阵雷达用于电子攻击的飞机。战斗机雷达的峰值功率可能无法与专用的定向能武器相提并论,但 AESA 雷达电子攻击是通过对准敌方电子系统的某些特定频率进行攻击,可被攻击的电子系统包括导弹导引头、敌方的雷达,甚至计算机系统。

新型有源相控阵雷达经过改进,能以很高的数据速率发送和接收大量信息。有源相控阵雷达的通信功能具有很好的应用前景,机载 AESA 具有通信功能以后,其他作战飞机将能在很短的时间内共享各类传感器所采集的战场数据,从而大幅度提高作战效能。目前美国正在对 F-22 战斗机的 AN/APG-77 有源相控阵雷达的高数据率和宽频带通信能力进行验证。在实际演示中,工作人员在 3.5s 内以 274Mbps 的速率传送了一幅合成孔径雷达图像。如果利用目前的 Link 16 数据链传递上述数据将需要 48min。研究表明,F-22 战斗机的雷达可以达到 584Mbps 的发射速率和 1000Mbps 的接收速率。

2. 战斗机航空电子设备综合一体化优越性

为适应现代战争中的复杂电磁环境,战斗机平台上所安装的电子设备数量在不断增加,这使得机上本已有限的空间更加紧张,而且大量的控制器和显示器也将控制面板挤满,增加了飞行员的工作负担。因此,战斗机的航空电子设备必须在确保其所占空间最小的前提下发挥最大的效能,即综合一体化,这是未来航空电子设备发展的必然趋势。首先是各种电子设备自身实现多种功能的综合集成;其次是所有航空电子设备之间进行协同工作,实现系统的综合一体化。

1) 电子战设备的综合一体化

现代先进战斗机的电子战设备的概念已发生了很大变化。从只有单纯的威胁告警、自卫干扰能力扩展,提高到具备战场态势感知、一体化多功能、信息融合

处理、协调作战、引导雷达和干扰机工作、引导精确制导武器等能力的综合电子作战系统。其优越性体现在如下几方面。

(1) 态势感知：通过机上数据链和其他传感器，获得机外电子战系统，包括战斗机自卫系统和支援式专用电子战飞机的各种情报信息，进行全面综合分析并加以判断，更加准确地判定出目标的属性，估计目标的运动状态；应用全向无源探测系统进行寂静探测、定位、特征识别，为飞行员提供全面、准确的态势感知能力。

(2) 引导雷达和干扰机工作：在远距离上使用无源探测系统，发现辐射目标，引导雷达和干扰机在威胁所在“小区”内快速截获目标，缩短雷达和干扰机辐射时间。通过与雷达、干扰机、数据链的综合应用，能把各传感器传回的详细、准确、及时的战场信息提供给同一作战区域内的其他的战斗机。

(3) 信息融合处理：应用信息相关和处理控制能力，对机载传感器信息和外部信息进行相关处理，提供目标的多维参数（位置、敌我属性、辐射源相关信息等），控制载机的信号辐射，保持飞机的低可观测特性。

(4) 对威胁目标的高探测概率和快速识别跟踪能力：为火控系统提供攻击目标指示，甚至直接控制、制导武器系统。

(5) 具有有源干扰、无源干扰、末制导对抗等综合干扰能力：包含有源诱饵、有源相控阵干扰机和无源复合干扰弹，具有对雷达、红外制导、双色制导和成像制导等雷达、光电制导导弹等的干扰能力。

(6) 引导精确制导武器的能力：包括对反辐射导弹、反辐射炸弹、制导导弹和炸弹以及光电控制的武器等的精确制导能力。

(7) 协同作战能力：通过通信、数据链传输或接收空中、空间、地面（或舰船）的图像和信息，不仅增强本机的感知能力，进行隐蔽攻击，而且与其他飞机

共同完成对目标跟踪、射击等任务，并能实现超视距攻击。

例如，爱立信公司为“鹰狮”战斗机研制的 MIDIS 电子战系统将雷达威胁告警、电子战支援、电子情报、电子对抗、战术通信等功能与低截获概率雷达结合在一起。F-22 战斗机上的机载电子战设备 AN/ALR-94 将雷达威胁告警、导弹逼近告警以及有源和无源干扰等功能融合为一体。AN/ALR-94 还能与 F-22 战斗机上的其他航电设备协同作用，如引导 AN/APG-77 雷达进行小范围搜索，用非常窄的波束探测和跟踪目标，以便对雷达在辐射强度、时间和空间上进行严格管理，更好地实现飞机的隐身性能。

2) 机上航空电子设备的综合一体化

航空电子设备的高度一体化是实现“先敌发现、先敌攻击的超视距作战”新概念的基础。这种高度综合包括了物理上的综合，但主要是指功能的统一管理和资源的合理应用，即融合雷达、电子战、通信、导航和敌我识别等多个航空电子设备的功能，采用一体化的处理器对传感器信息综合相关处理和辅助决策，同时对电磁辐射进行优化管理和控制，在射频频谱上实现低可探测性。

美国对航空电子设备一体化的研究可代表当今世界的最高水平。美国对该领域的研究始于 20 世纪 70 年代末研制的“数字式航空电子信息系统”(DAIS)，其目的是要把计算机、传感器和数据链路的优点集成在一起，标志着过去的模拟系统向未来数字系统的转变。最早采用一体化理论的系统包括“一体化通信导航识别航空电子”(ICNIA)，该研究始于 20 世纪 80 年代初期，是一项为美国三军服务的先进实验室研制计划；与之相对应，美国还开展了“一体化电子战系统”(INEWS)研究。ICNIA 和 INEWS 计划主要致力于开发可在很宽范围的电子战和通信、导航、识别中应用的共用式接收机硬件设备。随后美国在 20 世纪 80 年代开始了“宝石柱”(Pave Pillar)计划，到了 90 年代，在“宝石柱”计划的基础上又诞生了“宝石台”(Pave Pace)计划。“宝石柱”计划综合了通信、导航、识别

及电子战功能，可实施严格的控制和共用资源。一体化设备中引入了运载器管理系统，能把飞行动力装置、电气和共用设备控制及外挂物管理综合子系统集成到一起。“宝石柱”计划将单架飞机的航空电子模块总数减少到 300 个，只有 30~40 个不同的类型，最初应用在 F-22 战斗机上。“宝石台”一体化系统中集成了 6 大类设备：射频、光电、核心处理、座舱、运载器管理和外挂物处理。“宝石台”计划在“宝石柱”计划的基础上引入了一些新的技术与概念，如集成传感系统技术，并采用了先进的集成核心处理器，向未来更完善的一体化航空电子设备迈出了坚实的一步。

在综合一体化航空电子设备的设计中，系统需求是总体设计中需要考虑的首要因素，这涉及战斗机作战使命的定位、主要作战模式、武器系统及成本等方面；其次要考虑技术储备和工程实现的可行性。总的来说，一体化的航空电子设备实现了雷达、火控、电子干扰、通信、导航、武器控制和敌我识别等多种系统功能，减小了共用天线的面积和设备的体积、质量，并简化了操作、降低了成本。一体化航空电子设备对于提高战斗机的作战能力、生存性等方面都有重要的价值。随着一体化航空电子技术在一些先进战斗机如 F-22 战斗机上的应用，其优越的性能必将引起世人的注目。



2.2 先进电子战飞机的航空电子设备

电子战飞机也是空中力量的重要组成部分。电子战飞机能对敌防空体系中的预警探测系统、导弹制导雷达和指挥通信、数据链等电磁目标实行一体化干扰压制与硬摧毁，提高作战飞机的生存能力，获得制电磁权优势，保证作战飞机成功实施空中突防攻击。美军电子战飞机代表着当今世界最高水平，近年来美国对现有电子战飞机 EA-6B “徘徊者”进行了 ICAP-III 能力改进提升，研发了未来的主力电子战飞机 EA-18G “咆哮者”。新一代电子战飞机能很好地适应未来作战环境，

是美军未来电子战体系中十分重要的一环。电子战飞机通常装有大功率干扰机、无源干扰投放设备和进行干扰引导的接收系统,如雷达告警设备、有源干扰设备、箔条和红外诱饵投放装置。电子战飞机的基本任务流程是 ESM 系统探测并截获目标信号,经过处理分析,生成态势感知情报和电子对抗策略,在机上电子战操作员的控制下使用各种干扰设备实施电子攻击。目前世界上最重要的电子战飞机就是 EA-6B “徘徊者”和 EA-18G “咆哮者”。

2.2.1 EA-6B “徘徊者”电子战飞机

EA-6B “徘徊者”是美国海军专用的大功率电子战飞机。其核心电子战设备是 AN/ALQ-99 战术干扰系统,频率覆盖范围为 64MHz~18GHz。10 部干扰机分装在 5 个干扰吊舱内,单部干扰机有效发射功率约 100MW,整个系统的有效辐射功率接近 1MW。EA-6B 电子战飞机对执行攻击任务的机群可以进行远距离支援、近距离支援和随队护航干扰支援。美军曾提出“没有 EA-6B 的保护,战机就不能起飞(No fly without EA-6B)”。在科索沃冲突中,F-117 隐身战斗机被击落,其中一个原因正是由于没有得到 EA-6B 电子战飞机的有效干扰保护,丧失了作战优势。

美军目前正对 EA-6B 电子战飞机进行最新升级,名为“改进能力 III”(ICAP-III)计划。ICAP-III 能力提升内容包括精确无源定位、快速反应干扰、发射反辐射导弹或传送目标定位信息给网络中的其他攻击平台,具体包括装备新型 ALQ-218 接收机及任务系统,将 USQ-113(V)3 通信干扰机和任务系统一体化,增加 Link 16 和定位目标瞄准能力以及新型显示和控制装置。可以看出,改进后的 EA-6B ICAP-III 具备了较强的无源定位能力,自身的射频辐射进一步降低,能悄无声息地完成对敌方防空火控雷达等辐射源目标的无源探测定位,制定干扰策略,并通过高速低截获数据链同预警指挥和作战飞机进行协同,敌方防空部署在没有任何预兆的情况下就被遮住了眼睛,甚至被火力直接硬摧毁。

2.2.2 EA-18G “咆哮者”电子战飞机

随着美军 EA-6B 飞机老化问题的日益突出和国际防空环境的不断发展变化，美军为适应未来的作战体系，以 F/A-18 飞机为平台，开发了 EA-18G “咆哮者”电子战飞机，作为美军未来三十年最主要的空中电子攻击力量。

在 2011 年的利比亚战争中，美国海军派出了 5 架 EA-18G 电子攻击飞机参战，这也是 EA-18G 电子战飞机服役以来的首次实战。在对利比亚防空阵地实施精确打击后，为确保空袭飞机的安全，EA-18G 电子战飞机负责执行对利比亚的电子攻击以及防空压制与摧毁任务。EA-18G 电子战飞机拥有十分强大的电子攻击能力，不仅可用反辐射导弹摧毁敌方雷达，还可以干扰敌方的通信和其他电子设备。

1. EA-18G 电子战飞机的电子战系统

EA-18G 电子战飞机的电子战系统包括 AN/ALQ-99 战术干扰吊舱系统、AN/ALQ-218 战术接收机系统和 AN/ALQ-227 通信对抗系统等，如图 2.13 所示。



图 2.13 ALQ-99 电子干扰吊舱与 ALQ-218 战术接收机系统

当前的 EA-18G 电子战飞机仍暂时沿用了 EA-6B 电子战飞机一直使用的 AN/ALQ-99 战术干扰吊舱系统，该干扰吊舱于 20 世纪 70 年代开始装备美军，至今为止服役时间已接近 40 年。在不断发展变化的威胁面前，AN/ALQ-99 干扰系

统在性能上越来越难以达到美军的任务要求，同时由于部件老化等原因，其维护成本和难度也越来越高，工作可靠性不断降低。

2008年2月，美军正式开始了“下一代干扰机”（NGJ）方案的分析研究。根据美军的设想方案，NGJ将替代当前EA-6B和EA-18G电子战飞机装备的AN/ALQ-99干扰吊舱，成为美军未来最主要的机载电子攻击火力，继续维持美军“在战场电磁空间的统治性优势”。NGJ的研发已成为美军下一代机载电子攻击体系发展中最重要的工作。最终的NGJ系统预计将于2018年正式交付使用。

NGJ可能将采用有源相控阵列天线，以实现精确的干扰方向控制。由于干扰精确性的提高，干扰目标以外的敌方传感器无法探测到任何干扰信息，而已方的地面部队也不会受到任何干扰的影响，整个敌方防御系统将被无声无息地撕开一个突破口。同时，NGJ将采用更先进的干扰管理和功率管理技术，提高功率利用效率，缩短发射时间，降低干扰信号被截获的概率。NGJ还将使用更复杂的干扰波形生成技术，在新型干扰模式下，敌方雷达除不能探测到目标方位等信息外，连自己是否受到干扰都无法判断，获得信息的能力被进一步削弱，敌方无法掌握战场局势，也无从做出任何应对措施。此外，NGJ还将采用更优化的吊舱外形和结构，并考虑采用内埋吊舱等手段，降低平台的RCS面积特征，实现更好的外形隐身能力。

另外，EA-18G电子战飞机采用了AN/ALQ-218(V)2战术干扰接收机系统。该系统包括两套独立的信道化接收机组以及数个短距、中距、长距基线干涉仪，可实现360°的方位覆盖。其中，主接收机组能快速实现对威胁目标信号的截获和精确参数测量，辅助接收机组则专门进行信号脉内调制特征分析等工作。AN/ALQ-218(V)2在前代系统的基础上提高了全部工作频段的灵敏度，增强了探测能力，提高了射频测量精度。AN/ALQ-218系统除基本的告警、侦察、信号截获等传统的电子支援系统功能之外，还具备对威胁辐射源目标进行定位、识别，并引导干扰机、反辐射武器以及网络中的其他作战平台发动攻击的能力。

AN/ALQ-218 系统的装备使用标志着电子支援系统开始成为电子攻击飞机任务系统中的关键组成部分，并将在电子战飞机执行各种作战任务时发挥十分重要的作用。

当 EA-18G 电子战飞机进入战场后，AN/ALQ-218 系统是其众多任务系统中第一个进入作战工作状态的设备。两套接收机组协同工作，可完成对威胁辐射源目标的探测、定位和识别，提供快速准确的战场综合态势感知能力，获取对方的电子战斗序列（EOB）等重要作战信息，为电子战飞机实施下一步行动打下坚实的基础。

在截获威胁辐射源目标信号并进行处理后，AN/ALQ-218 系统保持跟踪目标雷达的战术变化，并同 AN/ALQ-99 大功率战术干扰吊舱配合，进行选择反应式的窄带干扰，引导干扰机实施外科手术般的精确干扰攻击，使有限的干扰资源集中在特定频率、特定位置的目标上，极大地提高了电子攻击飞机干扰任务的执行效率。同时，AN/ALQ-218 系统还可以引导光电、红外、雷达等其他机载传感器，对目标进行进一步的跟踪和识别，提高了 EA-18G 飞机的 ISR 能力。除引导干扰外，AN/ALQ-218 系统还能将精确的辐射源定位等目标信息传送给本机携带的 AGM-88 反辐射导弹，从而提高 EA-18G 电子战飞机执行反辐射攻击任务的效率。

AN/ALQ-218 系统另一项重要的能力就是能在飞机实施大功率干扰或发射导弹的同时，实施对威胁环境的周期性监视，并监测目标雷达工作状态，评估自卫干扰效果，调整干扰资源分配和干扰技术。

除此之外，作为美军网络中心战体系的重要组成部分，EA-18G 电子战飞机还可将 AN/ALQ-218 系统获取的各种目标信息通过 Link 16 数据链传送给网络中的其他平台，以支持整个战场的作战行动。

2. EA-18G 电子战飞机的航电系统

EA-18G 电子战飞机装备有与 F/A-18 战斗机相同的 AN/APG-79 有源相控阵雷达。执行作战任务时，EA-18G 电子战飞机利用电子支援系统进行全向探测和告

警,搜索截获威胁辐射源信号,当目标进入雷达探测范围区内后,飞机根据电子支援系统提供的目标信息启动机载雷达进行进一步的探测,掌握更详细的态势信息,提高飞机执行电子攻击和反辐射攻击任务的效率。除雷达外,机载电子支援系统还可引导红外、光电等其他传感器进行探测。此外,美军还计划在未来对 EA-18G 电子战飞机进行改进,将雷达与电子战系统进行综合,利用机载雷达孔径执行电子攻击任务。以上种种手段,有效地降低了飞机的有源辐射,为平台带来了更好的隐身性能。

在通信方面,为提高作战效率,EA-18G 电子战飞机在设计时充分考虑了电子战任务系统与通信系统的共同工作问题,引入了干扰对消系统。该系统可使电子攻击飞机在执行大功率干扰任务的同时,保持 UHF 语音通信的畅通,即“边通信边干扰”。此能力使 EA-18G 电子战飞机能随时与己方指挥官或队友进行沟通联系,大大提高了飞机的作战响应速度,同时也降低了被敌方截获通信信号的概率。



2.3 本章小结

在现代军事冲突中,夺取空空和空地作战、乃至整个战争的胜利不再只与作战飞机的飞行性能和武器相关。如果飞机的飞行性能相当,夺取空中优势则主要靠飞机的航空电子设备,包括雷达、电子战、通信、武器控制系统等。因此,新型航空电子设备是先进战斗机和电子战飞机的重要组成部分。可以说,没有高性能的航空电子设备,就没有高性能的飞机。

面对国外新型战斗机和电子战飞机的航空电子技术迅速发展的严峻形势,以及我国国防现代化建设的需要,我们有必要及时分析和探讨新一代航空电子设备,特别是机载雷达和电子战设备的发展方向、体系结构、功能特点等问题,为我国研制相应设备提供参考借鉴。

第 3 章

对机载雷达的干扰





3.1 雷达为什么要上天

人类自古以来就有“登高望远”的说法。由于地球是圆的，受地球曲率半径的影响，所以雷达受视距的限制，探测距离受到很大限制，如图 3.1 所示。

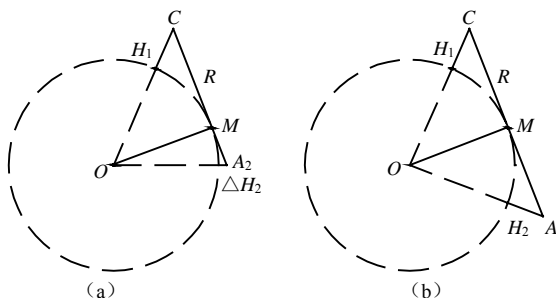


图 3.1 地球曲率半径对雷达探测距离的影响示意图

雷达的视线探测距离： $R \approx 4.12 \times (\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2})$ (km)

图 3.1 中，A 为雷达位置；C 为目标位置；O 为地球圆心； H_1 为目标高度（单位为 m）； H_2 为雷达高度（单位为 m）。

例如，雷达架设在山顶上，其高度为 1000m，目标离海面 10m 高度飞行，雷达的最大视线距离为 143.2km。如果雷达架设在离地面高 15m 处，目标高仍为 10m，则视线距离只有 28.9km。如果雷达装在飞机上，飞机可飞高 10000m，目标高仍为 10m，则雷达的视线距离可达 425km。如果目标也飞高 10000m，则雷达的视线距离最大可达 824km，可见登高望远在雷达观察中非常适用，特别是对低空目标的观察，预警机雷达更具有优越性，如图 3.2 所示。

图 3.3 所示为警戒雷达。图 3.4 所示为预警机雷达的工作方式。

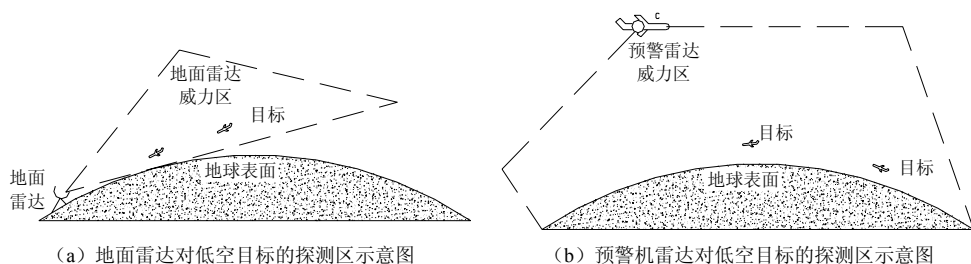


图 3.2 雷达装在飞机上, 对低空目标探测区示意图

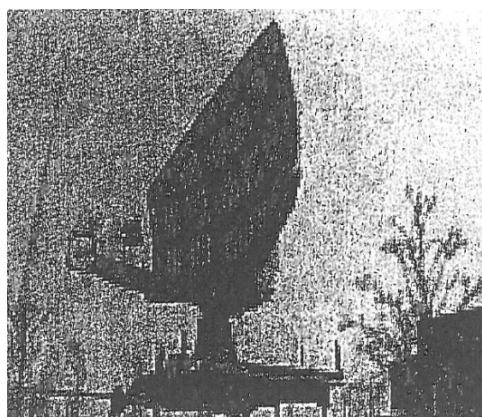


图 3.3 警戒雷达

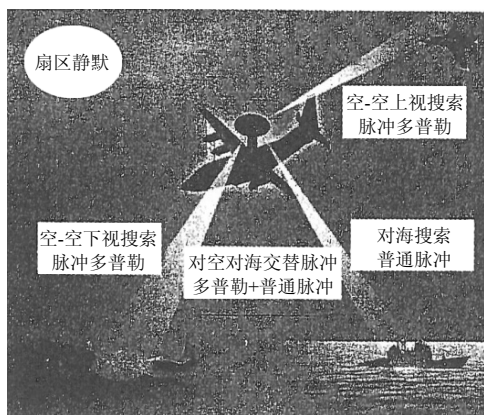


图 3.4 预警机雷达的工作方式



3.2 雷达上天的技术难度

雷达首先是在地面上发展起来的, 地面对空中目标的观察一般比较容易, 产生的杂波也比较少, 信号分选处理比较容易实现。如果要把雷达装在飞机上观察低空目标, 首先遇到的问题是地面和地物的反射, 会产生地杂波, 遇上海面则产生海杂波。如果雷达天线的副瓣做不小, 副瓣照射地面同样会产生地物杂波。再加上信号的处理如果不理想, 就很难从地杂波中分选出有用信号。因此, 要想把雷达从地面搬上飞机并且有效地工作, 就必须先解决以下三个主要关键技术。

- (1) 降低天线副瓣，在 S 波段天线副瓣电平要能够降低到-40dB 以下。
- (2) 要将地杂波、海杂波与移动目标的回波分离，这就要利用移动目标和固定目标产生的多普勒频率不同，用不同的多普勒频率滤波器组把移动目标的信号提取出来。
- (3) 利用新型的 digital 处理手段，在复杂有用信号和杂波混合体中提取有用信号。



3.3 预警机在空中的作用

美国空军于 1965 年 12 月正式提出研制新型“机载预警和控制系统”的计划。新型预警机的型号为 E-3A “哨兵”，1977 年交付美国空军使用。E-3A 预警机的 AN/APY-1 雷达是一种 S 波段、高脉冲重频的脉冲多普勒雷达，采用了平面波导裂缝天线。这种天线具有副瓣低的特点，以机械式扫描完成方位覆盖，同时在俯仰方向上以电子扫描方式完成测高功能。E-3A 预警机是世界上第一种采用相控阵技术的预警机。

美国空军拥有 34 架 E-3A 预警机，其中有 22 架装的雷达为 AN/APY-1，后续生产的预警机装载 AN/APY-2 雷达。在升级的 E-3B 预警机中，除了改装 AN/APY-2 雷达之外，还升级了中央处理机，增加了抗干扰电台、数据链终端、电子侦察设备和抗红外线措施。与 AN/APY-1 雷达相比，AN/APY-2 增加了对海探测功能。美军还对后续生产的 9 架 E-3A 预警机进行了升级，主要变化在于增设了 5 个操作员用的工作台（显示控制台）、5 个抗干扰电台，这些升级后的 E-3A 预警机称为 E-3C 预警机。1964 年 1 月 19 日，第一架生产型 E-2A 预警机正式交付海军的 VAW-11 空中预警机中队使用，经历多次改进，形成 E-2A、E-2B、E-2C……“鹰眼 2000”预警机以及“高级鹰眼”（即 E-2D）系列预警机。这些预警机系列的命

名主要反映了雷达的不同,其中 E-2A、E-2B 预警机采用的是 AN/APS-96 和 AN/APS-111 雷达(已退役),E-2C 预警机采用的是 AN/APS-120 雷达,E-2C Group 0 预警机采用的是 AN/APS-125 雷达,E-2C Group I 预警机采用的是 AN/APS-138 雷达,E-2C Group I updata 预警机采用的是 AN/APS-139 雷达,E-2C Group II 预警机和“鹰眼 2000”预警机采用的是 AN/APS-145 雷达,而 E-2D 预警机使用的是 AN/APY-9 雷达。在这些雷达中,AN/APS-125 雷达拥有较好的陆上下视能力和一定的抗干扰能力;AN/APS-138 雷达降低了天线副瓣;AN/APS-139 雷达完善了对小目标的探测能力,进一步改善了抗干扰能力;而 AN/APS-145 雷达的陆上下视、海上下视能力和抗干扰能力等都比较完善。

美国海军共订购了超过 154 架 E-2C 预警机。虽然 E-2C 系列预警机原来是为舰载而设计的,但使用经验证明它也可以以岸基方式部署,而且岸基使用时可多载 3t 重量,还可以外挂油箱延长续航时间。目前,美国海军正在进行 E-2D 预警机的研制,这是 E-2 系列中最先进的型号。

E-2 和 E-3 系列预警机诞生以来,多次在局部战争中大显身手。海湾战争中,多国部队在战区共布置了 19 架 E-3 预警机,总共出动 448 架次,累计飞行 5546h,平均每天指挥 2240 架次飞机。E-3 预警机在战争中的主要作用是监视、识别和跟踪伊军空中目标,指挥引导己方战斗机到达目标区域、实施攻击和协调空中作战行动。战争期间,双方共进行了 32 次空战,击落伊拉克各型作战飞机 39 架,其中 37 架是由 E-3 预警机指挥击落的。

E-3 预警机在这次战争中,除了执行指挥引导多国部队战斗机对伊军目标实施攻击外,还担负了空中加油的协调工作。空中加油机起飞后,机场空中交通管制部门就将它转给 E-3 预警机来指挥。在正常情况下,空中加油机到达加油空域后即在空域内待命,做环状飞行,E-3 预警机引导受油机进入加油航线,进行空中加油。

E-2C 也参加了海湾战争，共出动 1183 架次，总飞行时间 4790h。在每艘航空母舰上载有 4~5 架 E-2C 预警机，它们分别从 3 艘位于红海和 3 艘位于波斯湾的航空母舰上起飞执行空中警戒任务。每艘航空母舰保持有一架 E-2C 预警机在空中飞行，为航空母舰编队提供空中预警，指挥控制和通信中继，保障航空母舰的安全。此外，E-2C 预警机还担任支援协调、情报搜集、搜索营救和指挥引导返航等作战任务。

1991 年 1 月 29 日子夜，美军一架执行海上侦察任务的 A-6E 舰载攻击机在法奥半岛南部海域发现 4 艘可疑舰船，并向舰队指挥官报告了这一情况。此时，E-2C 预警机也发现了这 4 艘可疑舰船，并判定为伊军巡逻舰。在舰队指挥官的授权下，E-2C 预警机直接命令在空中待命的 A-6E 攻击机实施攻击，利用 GBU-12 激光制导炸弹命中了伊军的先头舰。随后 A-6E 攻击机又瞄准了另一艘巡逻舰，成功将其击沉，此时 A-6E 攻击机弹药已用尽。E-2C 及时指挥 1 架正在从该空域附近返航的 F/A-18“大黄蜂”战斗攻击机前来助战，“大黄蜂”在 E-2C 预警机的引导下，很快找到了目标，并投下了仅剩的一枚 GBU-12 炸弹，准确击沉第三艘巡逻舰。此时“大黄蜂”攻击机的弹药已用完。E-2C 预警机又调来 2 架刚加完油的加拿大空军的 CF-18 战斗机向伊军第 4 艘巡逻舰实施攻击。由于 CF-18 战斗机没有携带对地攻击武器，只能用 20mm 航炮射击，威力较小，最终未击沉伊军巡逻舰。在这次战斗中，由于 E-2C 预警机的成功指挥，取得了击沉三艘、击伤一艘巡逻舰的战果。

在科索沃战争中，预警机在战场监管方面发挥了举足轻重的作用，对参战的 13 个国家陆海空军的各型飞机进行指挥。参加此次行动的 E-3 预警机数目达到了 33 架，在亚德里亚海上空进行 24h 不间断巡逻，空中始终保持同时有 3 架预警机执勤，每天管理来自欧洲 10 多个空军基地的 600 多架次的飞机。

E-3 系列预警机除 E-3A/B/C 各型外，还有 E-3D 和 E-3F 等出口型预警机。除

美国装备了 34 架外，还有北约装备的 17 架（E-3B）、英国装备的 7 架（E-3D）、法国装备的 4 架（E-3F）和沙特装备的 5 架（E-3A），共计 67 架预警机。这些预警机在功能上由“情报探测”为主向“情报和指挥控制”并重的方向转变。

各种预警机外形如图 3.5 所示。



(a) E-2C 预警机



(b) E-3A 预警机



(c) E-767 预警机



(d) A-50 预警机

图 3.5 各种预警机的外形



3.4 机载雷达受干扰以后的探测区

现在的预警机上装有雷达、通信、侦察、自卫干扰、数据链等指挥控制设备，它既是一个情报搜集系统，又是一个空中指挥所。在没有遇到干扰时，预警机的作用可以充分发挥，给对方严重的打击。在海湾战争和科索沃战争中，因为作战

对手没有干扰设备，所以预警机的作用得到充分发挥。这是严重不对称的战争，是存在着“时代差”的战争：一方已进入信息化时代，而另一方还处在“热兵器”时代。对于海湾战争和科索沃战争，有的军事家认为这是以强欺弱，虽然一方以零损失取得了战争的胜利，但无经验可取；但也有人觉得这是以零损失取得的大胜利，是预警机在空中进行情报侦察和空中指挥而取得的胜利。实际上应该客观地进行分析，如果作战对手有对预警机进行干扰的设备，有对预警机进行攻击的导弹系统，那么结果可能就不会是以零损失取得战争的胜利，而可能是以很大的损失取得战争的胜利，或者是更大的损失，以失败而告终。

3.4.1 机载雷达干扰暴露区

如图 3.6 所示为地面对预警机雷达干扰示意图。

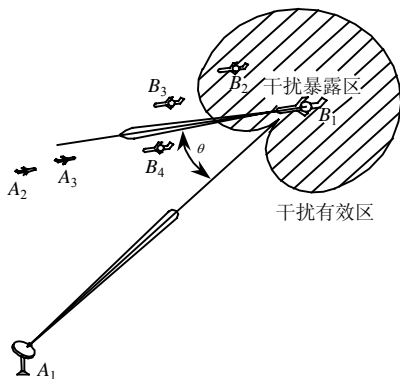


图 3.6 地面对预警机雷达干扰示意图

图 3.6 中， A_1 表示 A 方地对空干扰机位置，可掩护 A_2 、 A_3 等 A 方作战飞机向 B 方的战机攻击； A_2 、 A_3 表示 A 方的作战飞机； B_1 表示 B 方的预警机，可引导指挥 B 方的作战飞机向 A 方攻击。

在海湾战争中，B 方的预警机没有受到干扰，因此它可在半径为 400 多千米

的空域内引导指挥 B 方的攻击机对 A 方的战斗机进行攻击。而 A 方的战斗机没有空中指挥,同时地面雷达也受到对方的攻击和干扰而失去指挥引导能力,因此 A 方的战斗机在空中盲目飞行,被 B 方由预警机引导指挥的战斗机逐个击落。如果有了地面干扰机的支援和干扰,情况就完全不同了。预警机雷达受到地面干扰机的支援和干扰后,它的有效探测区就会降低 90%,探测距离小于 100km。因此,我们可以“不恰当地比喻”雷达由“千里眼变成了近视眼”。在预警机没有受干扰时,空中的 B_2 、 B_3 、 B_4 和 A_2 、 A_3 等都能看得清,哪架飞机在什么位置、哪架飞机离攻击目标最近最有利……但是受干扰后,它只能看到 B_2 飞机, B_3 、 B_4 和 A_2 、 A_3 等飞机它都看不到了。它既看不到己方飞机在哪里,也看不到对方飞机在什么位置,自然也就失去了空中引导指挥的作用。在这种情况下,只能由 B 方的战斗机去寻找 A 方的战斗机,或 A 方的战斗机寻找 B 方的战斗机进行攻击。即便寻找到了敌机,对方还带有自卫干扰机,能对机上的搜索火控雷达进行干扰,可能又使战斗机失去目标。

在现代的空战中,双方都会遇到对方的预警机和星载雷达对作战装备进行引导和指挥攻击。因此必须做好对预警机雷达和星载雷达的干扰,使它变成“近视眼”,不能起到引导指挥的作用。这样在空战中谁把谁击落,存在许多变数,一般不会以零损失取得战争的胜利。这样侵略者就会考虑到如果要发动战争侵略别人是要付出代价的,也就不敢贸然发动战争。

干扰暴露区是评定干扰效果的重要指标,它可以计算得到,也可以实际测量获得。根据具体获得的数据,计算和实测的结果基本一致。

在图 3.7 中, B_1 表示预警机距干扰机 A 为 R_{j1} (45km) 时,实际测量而获得的干扰暴露区; B_2 为预警机距干扰机 A 为 R_{j2} (200km) 时的干扰暴露区,是由 B_1 干扰暴露区推算而得的; B_3 为预警机距干扰机 A 为 R_{j3} (400km) 时获得的干扰暴露区,是由 B_1 推算而得的。预警机雷达在不受干扰时,不论是在 B_1 还是在 B_2 、

B_3 位置，它的探测区域是相同的。但是在受到干扰后，它与干扰机相距不同位置，其干扰暴露区不同，所降低的探测区也有不同。

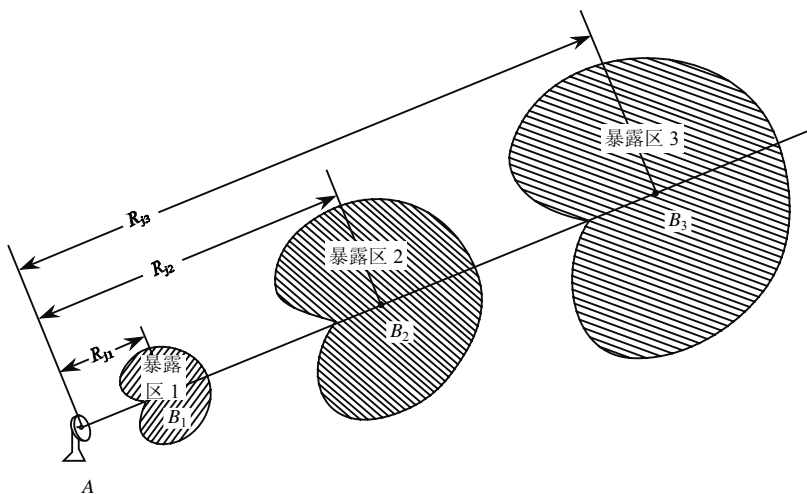


图 3.7 地面干扰机与预警机之间不同距离时形成的干扰暴露区

根据图 3.7 可以推算出，当 R_{j1} 为 45km 时，雷达受干扰后，预警机雷达的有效探测区降低了 99.5%，只剩 0.5% 的有效探测区；当 R_{j2} 为 200km 时，雷达受干扰后，预警机雷达的有效探测区降低了 97.4%，只剩 2.6% 的有效探测区；当 R_{j3} 为 400km 时，雷达受干扰后，预警机雷达的有效探测区降低了 95%，只剩 5% 的有效探测区。由此可见，预警机雷达受干扰后，其引导功能和空中指挥功能几乎完全散失。由此结果可知，我们对于敌方的预警机还是要保持相当警惕，要准备好足够多的干扰机数量，干扰机要有良好的干扰性能。对于敌方以星载 SAR 引导和预警机引导指挥下的攻击，用干扰机对付它们是既省钱又有效的一种最佳选择。

到目前为止，只有星载 SAR 和空中预警机引导指挥空中攻击机以零损失获取战争的胜利，还没有对星载 SAR 和预警机进行有效干扰，使入侵者受到很大损失

而告终的战例。以下说明，是要设想一种在海湾战争中，伊军以大量地对空干扰机迫使入侵者损失重大的构想，以提高人们使用地对空干扰机的认识。

海湾战争中，多国部队在作战区域共部署了 19 架 E-3 预警机。在红海有 3 艘航空母舰，每艘航空母舰上有 4~5 架 E-2 预警机；在波斯湾海域有 3 艘航空母舰，每艘航空母舰上有 4~5 架 E-2 预警机。6 艘航空母舰共有 E-2 预警机 24~30 架。

预警机能在空中执勤监视或引导指挥，在空中同时有 3~4 架 E-3 预警机和 6 架 E-2 预警机，指挥引导每天来自各地的 600~1000 架飞机到伊拉克上空执行攻击任务。

E-2 预警机可以在红海和波斯湾上空监视伊拉克周围的情况；E-3 预警机可以深入伊拉克上空执行引导和指挥任务。

伊拉克的国土面积有 30 多万平方千米，如图 3.8 所示，在其国土上空有 3 架 E-3 预警机执行空中指挥和引导任务。在伊拉克的国土上应布置 28 个点来安放地对空干扰机，用于干扰 E-3 和 E-2 预警机。其中对 E-3 预警机安放 16 个点，对 E-2 预警机安放 12 个点，每个点安放两部干扰机，共计 56 部干扰机。



图 3.8 伊拉克地区示意图

这样布置的好处是可以用 2~3 部干扰机同时干扰一架预警机，缩小干扰暴露

区,使对方的抗干扰更加复杂化,不易取得抗干扰的效果;在一个干扰点布设 2 部干扰机同时开机工作,有利于对抗反辐射导弹对干扰站的攻击。在没有干扰时,每架预警机的探测区为 40 多万平方千米;当有 2 部干扰机在 100km 处同时干扰时,预警机的雷达探测区缩小为 0.5 万平方千米,这样预警机雷达就变成一个“近视眼”,基本失去了引导和指挥能力。

这样部署以后,伊拉克的作战飞机就可以起飞作战,在空中平等地迎击敌机,同时地面高炮和防空导弹可以协同作战飞机作战,这样多国部队想要以零损失取得战争的胜利是不可能的。多国部队也许能取得战争的最后胜利,因为双方力量相差很大,但是也要付出很大的代价。当然这种分析只是一种构想,仅供参考。

这样的构想,需要从经济上分析伊拉克是否负担得起。根据一些资料推算,一架 E-3 预警机按 3 亿美元计,在海湾战争中用了 19 架 E-3,合计 57 亿美元;一架 E-2 预警机按 1.8 亿美元计,共 30 架 E-2 预警机,合计 54 亿美元,E-3 和 E-2 预警机的价格共计 111 亿美元。而一部对 E-3 的干扰机价格为 250 万美元,32 部干扰机合计为 0.8 亿美元;一部 E-2 干扰机的价格为 300 万美元,24 部干扰机合计为 0.72 亿美元。E-2 和 E-3 干扰机的购置费共计为 1.52 亿美元,只占预警机购置费的 1.3%,即花预警机费用的 1.3% 的钱就可以使预警机失去应有的引导和空中指挥的能力。伊拉克有 300 架作战飞机,少买 3 架飞机的钱就能购买地对空干扰机,就能保证 297 架飞机的作战安全和作战效能。但伊拉克只顾买飞机、坦克、大炮、导弹,却忽略了在信息化时代信息战的重要性。由于其对信息战争的无知,最终被彻底击败。

3.4.2 一些干扰机中的名词说明

在前面论述中,提到了许多干扰机的术语,虽然这些术语没有严格的定义,但还是有一定的含义和说明,下面列举出来方便大家理解干扰机的作用和效果。

(1) 干扰暴露距离: 雷达受干扰后, 雷达对目标能发现的最大探测距离 R_0 , 也是干扰失效的距离。例如一部雷达, 不受干扰时对某目标的发现距离为 350km, 受干扰后, 对该目标的发现距离变成 50km 了。这就是对该目标的干扰暴露距离。

(2) 干扰暴露区: 当干扰机正对雷达的天线主瓣时, 会有一个干扰暴露距离 R_1 ; 如果雷达天线转过 θ_1 角度, 雷达主瓣对准目标, 雷达的 θ_1 角对准干扰机天线的主瓣, 雷达刚能发现目标距离为 R_1 , 这就是干扰暴露距离 R_1 ; 如果雷达天线转过 θ_2 角, 雷达主瓣对准目标, 雷达刚能发现目标距离为 R_2 , R_2 就是在 θ_2 方向的干扰暴露距离; 以此类推……一直到转过 θ_i 角度, 发现距离为 R_i 。

以雷达位置为原点, 以雷达天线主瓣方向和干扰机方向对准为 0° , 雷达天线主瓣方向转 θ_1 角度得 R_1 ; 雷达天线主瓣转 θ_2 角, 得 R_2 ; ……一直到转过 θ_i , 得到 R_i ; 再回到 0° 、 R_0 。把 R_1 、 R_2 …… R_i 全部连起来, 就得到干扰暴露区。换句话说, 目标到了这个区内时, 雷达能够发现它, 干扰已经不能掩护它了。在设计干扰机时, 一般要求干扰暴露区小于雷达不受干扰时的探测区的 10%, 也就是说雷达受干扰后, 探测区减少了 90% 以上。

(3) 干扰压制系数: 在雷达受到干扰时, 会有一个干/信比。在雷达接收机的输入端, 当没有干扰时, 加的信号能正常提取输出。然后加上干扰, 并逐渐加大干扰信号, 在刚好使接收终端不能输出有用信号时, 这时的干/信输入(功率)比就是对这部雷达接收系统的干扰压制系数, 用 K_{ji} 表示。 K_j 表示干扰压制系数, i 表示对不同体制的雷达要求有不同的干扰压制系数。

(4) 雷达的干扰扇面: 在雷达平面显示器上, 雷达一旦受干扰就出现一个发亮(或暗)的扇区, 这个扇区就称为干扰扇面, 如图 3.9 所示。

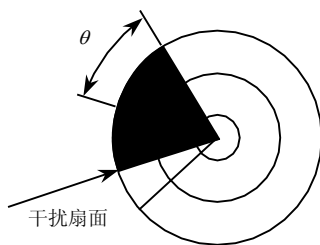


图 3.9 雷达干扰扇面示意图

(5) 有效干扰扇面: 如图 3.9 所示, 以干扰扇面中心为基准, 向两侧转动 θ 角, 在这个角边缘的那个角度上, 干扰所产生的干扰压制比刚好等于该雷达所要求的干扰压制系数。这时的 2θ 为对该雷达的有效干扰扇面。

对雷达的干扰扇面, 在显示器上可大可小, 只要操纵员改变接收机增益, 就可使显示器扇面变大或变小。而有效干扰扇面是一定的, 不管显示器上看到的干扰扇面有多大, 等效干扰扇面是一个定数。

(6) 干扰站的配置: 为了有效地掩护地面高军事价值的目标, 通常配置一些地对空干扰站, 对空对地或星对地的雷达进行压制干扰, 使对方不能用雷达发现目标, 不能用雷达瞄准攻击目标。若保护的目标面积大或数量多, 就不是一个干扰站能够完成的, 必须要多个干扰站进行联网保护。

要保护一个重要军事目标, 需要多少个干扰站? 怎样布设这些干扰站才能使干扰有效区增大、干扰暴露区缩小, 才能使被保护的目标更安全、使干扰站自身也安全? 干扰站数量的选取、干扰站位置的布设是有一定要求的, 并不是随便摆放一个干扰站就能收到好的效果的。

例如, 对一个点目标的保护, 该点目标的半径为 1km , 等效反射面积小于 2000m^2 。

对此类目标的保护通常用三点式环形配置, 干扰站距被保护目标的距离为 3~5km, 每个点通常用双站配置, 如图 3.10 所示。

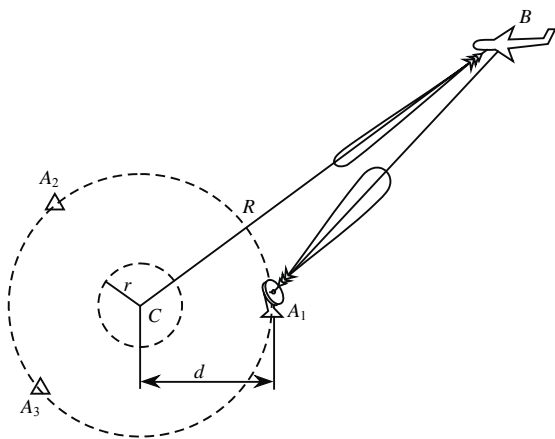


图 3.10 地对空保护高价值点目标干扰配置示意图

图 3.10 中, A_1 、 A_2 、 A_3 为干扰站的配置位置; B 为敌方攻击飞机; C 为被保护目标中心; r 为被保护目标半径; d 为干扰站与被保护目标中心的距离。

三点式环形配置的优越性如下:

- (1) 每个干扰站保护 120° 方向扇面, 无论敌机从哪个方向来, 干扰暴露区较小。
- (2) 在 120° 扇面里, 干扰机肯定是先接收到信号, 对捷变频雷达干扰有利。
- (3) 干扰站与被保护目标有配置距离 d , 不会因为敌机攻击干扰站而影响到被保护目标的安全。

三点式环形配置形成的干扰暴露区如图 3.11 所示。

干扰站要多站联合配置, 此外还有侦察指挥站、雷达站、数传通信、高炮、

地对空导弹等组成综合的防空网。这些装备互相配合、互相支援，形成一个有机的整体，组成一体化的防空系统，有效地发挥各兵器的作用，保护被保护目标，消灭来袭敌机和导弹。

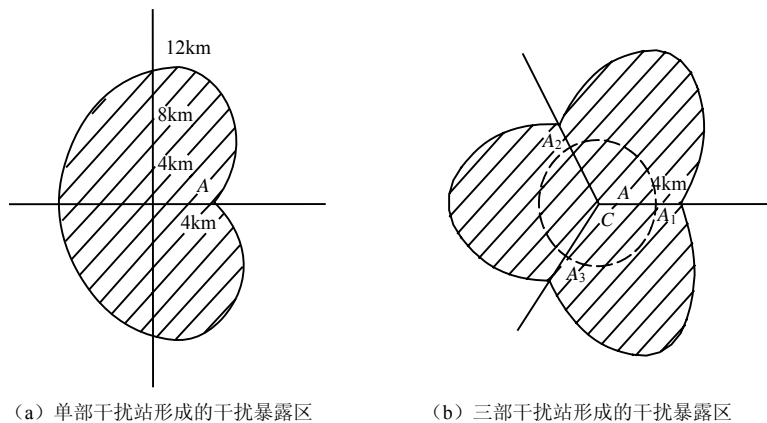


图 3.11 地对空干扰站形成的干扰暴露区示意图

斜线区为干扰暴露区，敌机只有进入该区才能发现被保护的目标。当敌机飞入斜线区时，配置的高炮和地对空导弹均可有效地对空射击，从而保护被保护的目标，另外也使敌机不敢轻易进入干扰暴露区。

下面再举一个例子说明地面干扰站对预警机干扰的配置，以海湾战争假想的干扰站配置，对预警机形成有效的干扰。

在海湾战争中，如果伊拉克在地面上有对空中预警机的干扰机，如图 3.12 配置，多国部队同时飞来的几架预警机将会受到干扰。预警机雷达在没有受干扰时，其探测半径约 400km，受干扰后其探测半径变成几十千米。而在伊拉克空域，不论飞到哪个区域，预警机都将会受到 2 部以上的干扰机对它同时干扰，这将使预警机很难抗干扰。美军的作战飞机失去预警机的引导和指挥控制后，只能靠自己的装备与伊拉克空军在空中格斗，也不会那么轻易就获得胜利。

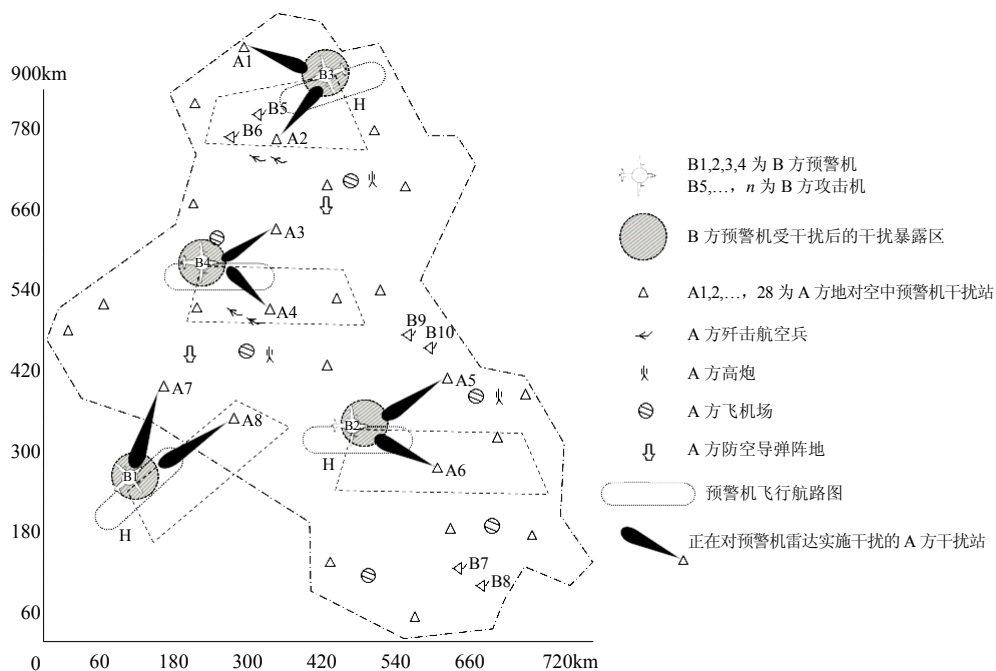


图 3.12 海湾战争地对空中预警干扰配置构想示意图



3.5 对脉冲压缩雷达的干扰

3.5.1 脉冲压缩雷达的产生

脉冲压缩雷达是依靠雷达技术发展而成的一种新体制雷达。雷达的最大探测距离与雷达发射的脉冲能量的 $1/4$ 次方成比例，而雷达的脉冲能量是 τP ，即脉冲宽度乘以脉冲峰值功率。雷达发射机的峰值功率受到电子器件的限制，一般只能做到兆瓦量级，如果再把脉冲能量增大，就要用增大脉冲宽度的方法来提高雷达的探测距离。但是，雷达的距离分辨率和雷达的最小探测距离都是与脉冲宽度

成反比的，雷达的脉冲宽度越宽，距离分辨率越差，最小探测距离就越大。为解决这一矛盾，雷达设计师们想出了一个很巧妙的方法，即在峰值功率一定的条件下加宽脉冲发射宽度，以提高雷达的探测距离；同时在接收机内对回波信号脉冲宽度进行压缩，形成窄脉冲，这样就可以提高雷达的距离分辨率，又可以缩短雷达的最小探测距离，一举两得。

雷达脉冲压缩体制的出现，对干扰机而言，提出了一个新问题，即干扰压制系数 K_j 如何取值。目前对于此有如下三种观点。

第一种观点认为： K_j 应等于脉冲压缩比，即 $K_j = \frac{\tau_1}{\tau_2}$ 。其中， τ_1 为发射脉冲宽度； τ_2 为脉冲压缩后的脉冲宽度。

第二种观点认为： K_j 应大于脉冲压缩比，理由是脉冲压缩使雷达的信号输出峰值增加了 $\frac{\tau_1}{\tau_2}$ 倍，同时由于它们还有脉冲相参的作用，使接收机输出的脉冲峰值功率除了增加 $\frac{\tau_1}{\tau_2}$ 倍外还应再增加脉冲积累数 η 倍，噪声干扰是非相关的，因此干扰压制系数 K_j 应等于 $\frac{\tau_1}{\tau_2} \cdot \eta$ 。

第三种观点认为：对雷达噪声干扰是一种能量关系，对脉冲压缩雷达的干扰压制系数增大的倍数应该等于雷达平均功率增加的倍数，因此脉冲压缩雷达的干扰压制系数 $K_j < \frac{\tau_1}{\tau_2}$ 。

在第一次分析对脉冲压缩雷达干扰时，这三种观点觉得都有道理。但是，科学是以实验为基础的，要看哪种观点与实验结果一致，那种观点就是正确的。

3.5.2 脉冲压缩雷达干扰压制系数取值的概念

根据雷达方程，在没有干扰时，对大型战斗机或轻型轰炸机的最大探测距离

是 R_{\max} 。

由常规脉冲雷达改成脉冲压缩雷达的主要目的是为了增加探测距离，脉冲宽度的增加可以增大脉冲能量，即增大 E_t 。可是脉冲宽度增大会影响距离分辨率，因此，雷达设计师们采用了一个巧妙的方法：增宽发射脉冲，压窄接收机输出脉冲。增宽脉冲使雷达探测距离增大，压窄接收机输出脉冲又使距离分辨率改善，这些措施满足了设计师的设计要求，脉冲压缩雷达就成了当代的一种新体制雷达。

脉冲压缩雷达究竟能给雷达带来多大好处？把增大探测距离比例的 4 次方定义为脉冲压缩雷达相对于常规雷达的得益系数 K_d ，则

$$K_d = \left[\frac{R_{\max 2}}{R_{\max 1}} \right]^4$$

也可以写成：

$$K_d = \frac{\tau_1 / \tau_2}{\tau_0 / \tau_2} \cdot \frac{1}{K_0} = \frac{D}{D_0 K_0} \quad (3.1)$$

式中， τ_1 为脉压雷达发射脉冲宽度； τ_2 为脉压雷达压缩后的脉冲宽度； τ_0 为常规脉冲雷达的脉冲宽度； D 为雷达脉冲压缩系数； D_0 为雷达通频带变宽后的损耗系数。

例如，设雷达未改脉冲压缩雷达时脉宽为 $2\mu\text{s}$ ，改脉冲压缩雷达后，发射脉宽为 $40\mu\text{s}$ ，压缩后经接收处理输出脉宽为 $0.3\mu\text{s}$ 。未改前脉冲矩形系数为 1.2，改成脉冲压缩雷达后，脉宽变大，其脉冲矩形系数可能变差，取为 1.8。未改脉冲压缩雷达前的峰值功率为 1MW，改成脉压雷达后的峰值功率为 0.8MW。其他参数不变。

K_0 取 1.537，代入式 (3.1) 得： $K_{d1}=10.4$ (10.017dB)。

实际飞行测得的数据见表 3.1。

表 3.1 实际飞行

干扰效果	飞行航线 θ_1, θ_2	$G_t(\theta)/G_t$	最小干扰距离 R_{\min}	最小干扰距离的 均方根值	最小干扰距离时 的仰角
三级干扰	15°	-43dB	18km	22.1 km	3.08°
	15°	-44dB	23 km		2.36°
	15°	-44dB	22.1 km		2.52°
三级干扰	45°	-53 dB	34.4 km	34.6 km	1.48°
	45°	-53 dB	32.5 km		1.78°
	45°	-53 dB	37 km		1.44°

3.5.3 用雷达干扰基本方程计算干扰压制系数 K_j

$$K_j = \frac{4\pi P_j G_j R_a^4}{P_a G_a \sigma R_j^2} \cdot \frac{K_h K_2 K_r}{K_1} \cdot \frac{G_a(\theta)}{G_a} \quad (3.2)$$

式中， R_a 就是 R_{\min} ， $K_1 \approx K_2$ ， $K_r/K_h \approx 0.8$ 。将参数代入 (3.2) 式，在 15° 航线进入时测得的干扰压制系数 $K_{j(1)}$ 为 12.1dB；在 45° 航线进入时测得干扰压制系数 $K_{j(2)}$ ，在其他参数不变的情况下， $K_{j(2)}$ 为 10.9dB。

测试结果：

被测试雷达的脉冲压缩系数为 21.5dB。根据理论计算，该雷达的干扰压制系数约为 10.6dB。根据实际飞行测试，该雷达的干扰压制系数为 10.9dB 或 12.1dB。由此证明，对脉压雷达所需的干扰压制系数小于雷达的脉冲压缩系数，即 $K_{d1} \approx K_{j(1)} \approx K_{j(2)} < D$ 。



3.6 对脉冲多普勒雷达的干扰

机载雷达为了发现低空动目标，就需要消除地物反射的杂波信号，从地物杂波中提取出有用的动目标回波。

3.6.1 脉冲多普勒雷达的工作原理

下面以机载脉冲多普勒雷达为例，分析脉冲多普勒雷达回波信号，说明如何从地物杂波中将其提取出来。

首先介绍机载雷达地物杂波干扰的来源。

如图 3.13 所示，若雷达载机的飞行速度为 v_R ，雷达天线波束宽为 θ_B ，波束方向与飞行方向夹角为 φ ，目标的飞行速度为 v_T ，目标飞行方向与雷达和目标间视线夹角为 ϕ 。

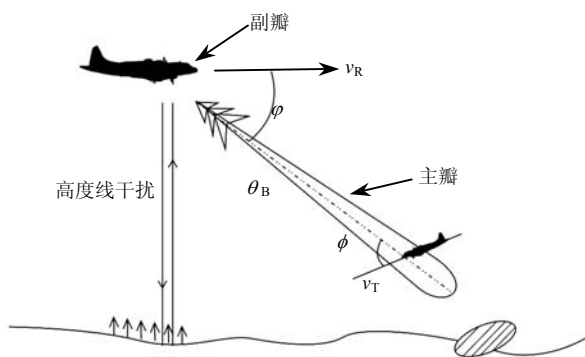


图 3.13 机载脉冲多普勒雷达地物杂波来源示意图

(1) 主瓣杂波：机载雷达天线波束可能照射到地物背景，而地物相对于雷达有相对运动，因此由这部分地物背景反射形成的主瓣杂波有多普勒频移，它的大小为 f_{ml} 。

$$f_{ml} = \frac{2v_R}{\lambda} \cdot \cos \varphi \quad (3.3)$$

(2) 旁瓣杂波：由于雷达的旁瓣也会照射到地面，由雷达旁瓣照射到地的回波形成旁瓣干扰，天线旁瓣增益较小，指向不同的方向，所以旁瓣的频谱密度也较小，而多普勒频移范围分散在 $\pm f_{slmax}$ 之间。

$$f_{slmax} = \frac{2v_R}{\lambda} \quad (3.4)$$

(3) 高度线杂波：雷达通过旁瓣垂直向下的辐射会引起较大的杂波，这是由于电波垂直入地反射最强，而且沿飞行高度离地面最近。由于水平飞行在垂直向下与地面没有径向速度，所以在高度线杂波没有多普勒频移。

机载脉冲多普勒雷达地物杂波谱如图 3.14 所示。

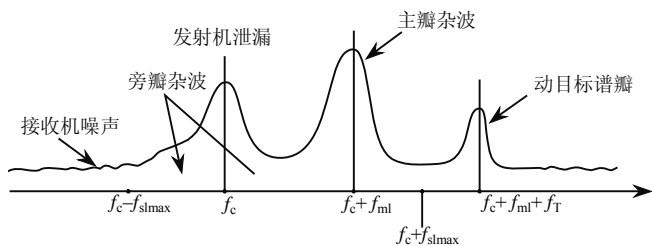


图 3.14 机载脉冲多普勒雷达地物杂波谱

3.6.2 脉冲多普勒雷达的基本组成和干扰原理

脉冲多普勒雷达的基本组成包括以下几部分。

1. 单边带滤波

它的带宽接近于脉冲重复频率，由于回波中只滤出一根谱线和与它对应的多普勒频移分量，使得以后的信号和杂波的滤波在单根谱线上进行。通常单边带滤

波是选取回波谱的中心谱线,选择谱线功率大,在使用多个脉冲重频的情况下,在全频段改变时只有这根谱线的位置不变。

2. 主杂波滤波器

主瓣杂波多普勒频率 $f_{ml} = \frac{2v_R}{\lambda} \cdot \cos\varphi$, φ 角在 $\varphi_{\max} \sim \varphi_{\min}$ 之间变化时,相应主杂波频率在 $f_{ml\min} \sim f_{ml\max}$ 间变化,利用杂波跟踪器可将主瓣杂波滤除,如图 3.15 所示。

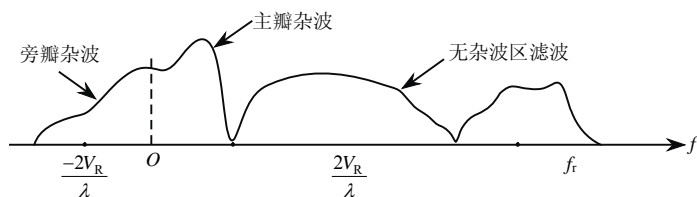


图 3.15 无杂波区滤波器频响特性

当脉冲多普勒雷达使用脉冲压缩时,不能使用单边带滤波。

3. 对高度线杂波滤波

由于载机水平飞行时,其多普勒频率为零,通常采用单独的固定频率抑制滤波,用零多普勒滤波器来滤除它。

4. 多普勒滤波器组

多普勒滤波器组是对应在一个脉冲重复频率间隔中,覆盖目标预期多普勒频率范围的一组邻接窄带滤波器组,如图 3.16 所示。

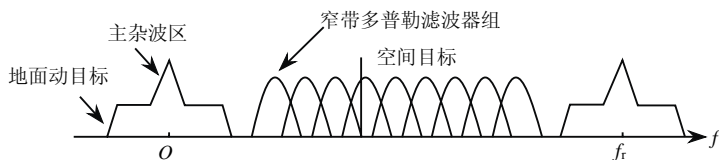


图 3.16 多普勒滤波器组示意图

目标相对速度不同,多普勒频移不同,落入窄带滤波器也不同,从而实现了速度的测量和分辨,同时也起到了抑制杂波和提高灵敏度的作用,所以是使脉冲多普勒雷达具有高性能所必不可少的组成部分。

动目标的多普勒频移落在无杂波区时,雷达作用距离只受系统噪声的限制,检波前的信号有效功率折算到雷达输入端获得的脉冲多普勒雷达信噪比为 1 的作用距离为 R 。

$$R_0^4 = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma D_p}{(4\pi)^3 k \tau^0 B_n F_n L(M+1)} \quad (3.5)$$

3.6.3 脉冲多普勒雷达干扰压制系数的取值

脉冲多普勒雷达收到的回波信号功率为 P_r ：

$$P_r = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (3.6)$$

考虑脉冲遮挡和距离相接跨越的影响以及多普勒滤波器的影响,将这些影响折算到接收机的输入端,接收机的实际工作灵敏度为 S_r ：

$$S_r = P_r \frac{d_G}{d_s^2} B_t L_r \quad (3.7)$$

雷达受人为噪声的干扰后,收到的干扰功率为 P_{nj} ：

$$P_{nj} = \frac{P_j G_j}{4\pi R_j^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_t(\theta) \cdot K_f r_j L_j \quad (3.8)$$

根据干扰压制系数的定义, K_{jn} 为

$$K_{jn} = \frac{P_{nj}}{S_j} = \frac{\frac{P_j G_j}{4\pi R_j^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_t(\theta) \cdot K_f r_j L_j}{\frac{P_t G_t^2 \sigma \lambda^2}{4\pi R^4} \cdot \frac{d_G}{d_s^2} \cdot L_t L_r}$$

$$K_{jn} = \frac{4\pi P_j G_j R^4}{P_t G_t \sigma R_j^2} \cdot \frac{G_t(\theta)}{G_t} \cdot \frac{d_s^2}{d_G} \cdot \frac{r_j L_j}{L_t L_r} \cdot K_f \quad (3.9)$$

式中, $P_t G_t$ 是雷达等效辐射功率; σ 是目标有效反射面积; $P_j G_j$ 是干扰机辐射等效功率; $\frac{G_t(\theta)}{G_t}$ 是雷达天线副、主瓣比; R_j 是干扰机与雷达之间的距离; R 是被掩护目标与雷达之间最小干扰暴露距离; L_t 、 L_j 分别是雷达接收和发射馈线损耗; r_j 是干扰极化损耗; L_j 是干扰发射机馈线损耗; $d_s = T_s / t_r$ 是脉冲多普勒雷达脉冲回波跨接损耗; $d_G = T_G / t_r$ 是指经过距离波门后, 噪声降低了 d_G 倍; B_n 是脉冲多普勒雷达窄带滤波器带宽; B_m 是干扰机频谱宽度; $K_f = B_n / B_m$ 。

选择接收机带宽 $\Delta f = n B_n$, 选择干扰频谱宽为 $2\Delta f$, 则有:

$$B_m = 2(f_r - \frac{2V_R \cos \varphi}{\lambda}) \quad (3.10)$$

由 $d_s = T_s / t_r$, $d_G = T_G / t_r$ (T_G 是雷达距离门脉冲宽度) 可得:

$$\frac{d_s^2}{d_G} = \frac{T_s^2 f_r^2}{T_G f_r} = \frac{T_s^2 f_r}{T_G} = \frac{0.25 \times 10^{-6}}{1} \times 80 \times 10^3 = 2 \times 10^{-2}$$

$K_j = \frac{4\pi P_j G_j R^4}{P_t G_t \sigma R_j^2} \cdot \frac{r_j L_j K_f}{L_t L_r} \cdot \frac{G_t(\theta)}{G_t}$, 是常规脉冲雷达的干扰压制系数。

K_{jn} 是脉冲多普勒所需的干扰压制系数比常规雷达所需的干扰压制系数:

$$K_{jn} = K_j \frac{T_s^2}{T_G} f_r \cdot \frac{B_m}{B_n} \quad (3.11)$$

将式 (3.10) 代入式 (3.11) 得脉冲多普勒雷达的干扰压制系数 K_{jn} :

$$K_{jn} = K_j \frac{T_s^2}{T_G} f_r \cdot 2 \left[\frac{f_r - 2 \frac{V_R}{\lambda} \cos \varphi}{B_n} \right] \quad (3.12)$$

式中, K_j 是对常规脉冲雷达干扰所需的压制系数; T_s 是脉冲多普勒雷达经脉冲遮挡后的脉冲宽度; T_G 是脉冲多普勒雷达的距离门脉冲宽度; f_r 是雷达重复频率; V_R 是脉冲多普勒雷达载机速度; φ 是脉冲多普勒雷达天线指向与载机运动方向的夹角; B_m 是脉冲多普勒雷达组窄带滤波器带宽; λ 是雷达工作波长。

在前面已经讲过, 雷达的干扰统一方程对现有的几种新的雷达体制干扰所需的等效干扰功率计算都适用, 只是对不同体制雷达的干扰压制系数有不同的取值。例如, 对常规脉冲雷达的干扰压制系数一般取 3~5dB; 对脉冲压缩雷达的干扰压制系数按式 (3.1) 或式 (3.2) 取值, 对脉冲多普勒雷达的干扰压制系数按式 (3.12) 取值; 对合成孔径雷达的干扰压制系数可按 $(D)^{0.8}$ 取值, D 为脉冲压制系数。



3.7 本章小结

本章主要分析了预警机为什么会产生。这是因为受地球曲率半径的影响, 雷达的探测距离受到了很大限制, 如果把雷达装在飞机上升空, 就会使雷达的探测距离增大, 所以产生了预警机。雷达升空后, 向下观察会遇到地杂波和海杂波, 由于雷达天线的副瓣较大, 还产生了由天线副瓣较大而产生的杂波。杂波大、信号弱, 再加上信号处理的一些难题, 雷达升空后必须解决这些难题后才能投入使用。在国际上有 20 多家厂商, 研制出了几十种预警机, 但经过真正实战考验的预警机便要算美国的 E-3 和 E-2 型预警机。

海湾战争中预警机大出风头。美国共投入 E-3 型预警机 19 架、E-2 型预警机 30 架。E-3 预警机总共出动 448 架次, 累计飞行时间 5546h, 平均每天指挥 2240 架次飞机。E-3 预警机主要用于监视、识别、引导跟踪空中目标。在海湾战争期间, 双方共进行了 32 次空战, 击落了伊拉克战斗机 39 架, 其中 37 架是由 E-3 预警机指挥引导击落的, 致使伊拉克战斗机丧失了起飞作战的能力。之所以会发生这种情况, 是因为伊拉克没有应对预警机的干扰机, 所以遭受到严重损失。

在信息化设备中,雷达是重要的武器,人们常把雷达比做“千里眼”,如果“千里眼”变成“近视眼”,那么受雷达引导和控制的武器将失去应有的作用。本章将预警机雷达受干扰前后的性能做了对比,还介绍了干扰暴露距离、干扰暴露区、干扰压制系数、干扰扇面和干扰机配置等基本概念,并做了些设想,如果在海湾战争中有地对空中预警机的干扰机,那么海湾战争的结局又会是怎样的呢?

对脉冲多普勒雷达干扰的小结:

(1) 脉冲多普勒雷达主要是为发现低空动目标而设计的,是根据战术需要,并不是为了对抗人为干扰而设计的。

(2) 脉冲多普勒雷达通过单边带滤波、滤波器组、窄带滤波等滤除了主瓣杂波、副瓣杂波、地面目标杂波等,使雷达低空性能大为改善。

(3) 单边带滤波只选出脉冲谱的一根谱线,较大地减弱了回波的能量,再加上发射脉冲的遮挡和跨接,使回波信号能量有很大的损耗。但是,由于接收机中的窄带滤波器和距离门的作用,使接收机噪声大为减弱,也使接收机的综合信/噪比得到改善,维持了原来的探测距离。

第 4 章

对合成孔径雷达的对抗



雷达成像技术是 20 世纪 50 年代发展起来的，它是雷达发展的一个重要里程碑。从此，雷达的功能不仅是将观察的对象视为“点”目标，测定它的位置与运动参数，而且能够获得目标的场景和图像。由于雷达具有全天候、全天时、远距离和宽广的观察带，以及易于从固定背景中区分运动目标的能力，所以雷达成像技术受到广泛重视。

雷达成像技术应用最多的是合成孔径雷达（SAR）。目前，机载 SAR 和星载 SAR 应用十分广泛，其分辨率已达亚米级，场景图像质量可与同类用途的光学图像媲美。

SAR 的高分辨在径向距离上依靠宽带信号，几百兆赫的频带可将距离分辨单元缩小到亚米级；在方位上则依靠雷达平台运动，等效地在空间形成很长的线性阵列，并将各次回波存储作合成的阵列处理，这正是合成孔径雷达名称的来源。合成孔径长度可达数百米或更长，因而可获得很高的方位分辨率。

雷达平台相对于固定地面运动形成合成孔径，实现 SAR 成像。反过来，若雷达平台固定，而目标运动，则以目标为基准，雷达发射信号的过程中，可视为等效径向运动而形成阵列，据此也可对目标成像，通常称为逆合成孔径雷达（ISAR）。逆合成孔径雷达可以获得目标的更多信息。

成像技术已不仅用于专门的成像雷达，而是作为一种新的功能用于各种雷达，如在机载对地警戒雷达以及对地火控雷达和轰炸瞄准雷达中增加合成孔径/或逆合成孔径成像功能，而在对空警戒和跟踪的地基雷达中增加逆合成孔径成像功能。可以说，成像已成为一般雷达工程技术人员所必须掌握的技术之一。

合成孔径雷达现在已成为雷达专业普遍应用的一项技术，空对地的火控雷达、轰炸瞄准雷达和地对空的警戒雷达和火控雷达也采用了成像技术。若要对它进行干扰，首先要学习合成孔径雷达的原理，研究干扰它的方法、干扰的效果和干扰费效比等。



4.1 SAR 系统的组成

SAR 系统功能原理框图如图 4.1 所示。

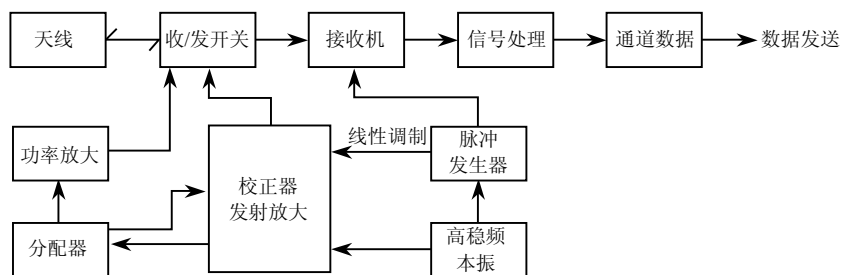


图 4.1 SAR 系统功能原理框图

SAR 系统主要由天线、发射机、接收机、校正器、信号处理器等组成，它与普通雷达相比信号频谱比较宽，发射的频率稳定度比较高。其发射机和本振采用同一个源。

下面以一个 L 波段的星载 SAR 为例来说明它的部分组成和参数。它的天线为可展开的平面阵天线，由 8 块平板组成，在轨道上由弹力机构将其展开。发射机和接收机的信号源是一个装在温控箱中的稳频本振，以防止频率不稳定。发射的线性调频脉冲信号由表声波器件产生，发射机末级为固体晶体管放大器。接收信号放大器通过自动增益控制电路调节电平，并将接收机检测的相位分成同相 (I) 和正交 (Q) 分量，然后 I 和 Q 信号量化为数字视频信号。

4.1.1 星载 SAR 天线

星载 SAR 的天线是一种大型孔径可展开的天线，天线孔径由 8 块电尺寸相等的可展平板组成。每块面板为 128 个单元的微带天线，由双层蜂窝夹心结构组成，

上层为“辐射平板”，下层为“支撑板”。每个辐射面板有 8 个 16 单元的子阵，每个子阵用低损耗同轴电缆功分器馈电。天线孔径分布均匀，以使天线峰值增益最大。该天线的辐射方向图如图 4.2 所示。

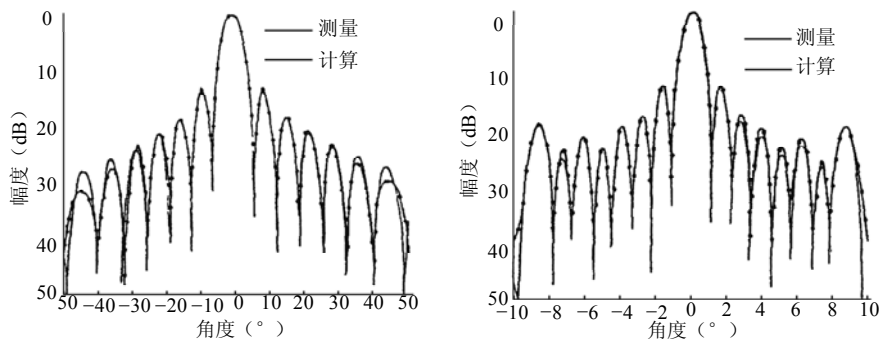


图 4.2 星载 SAR 的 L 波段天线方向图

4.1.2 发射机/接收机

SAR 发射机/接收机 (TRx) 的功能如下:

- (1) 产生适当的脉冲重复频率的线性调频脉冲。
- (2) 把调频脉冲放大到所需的功率电平，实现足够的信噪比。
- (3) 对天线接收的回波信号进行相干解调。

4.1.3 发射机/接收机的组成

TRx 系统由 5 个部分组成: 信号发生器、发射机、双工器、接收机和控制器。

(1) 信号发生器: 包括恒温控制的晶体振荡器和频综器。该振荡器频率很稳定，短时频率稳定性好于 $2.6 \times 10^{-9} \text{rms}/5\text{ms}$ 。

(2) 发射机: 该单元由脉冲产生器、发射机单元、功分器、高功率放大器、

高压电源组成。

(3) 接收机和控制器：接收机部分由开关、低噪声放大器和接收单元组成。低噪声放大器的噪声系数低于 2.2dB。

4.1.4 星载 SAR 发射机/接收机已达到的主要性能

- (1) 中心频率：1275±0.02MHz；
- (2) 频率稳定度： $\leq 2.6 \times 10^{-9}$ rms/5ms；
- (3) 频率长期稳定度： $\leq 5 \times 10^{-6}$ rms/2 年；
- (4) 线性调频脉冲宽度： $35 + 0.5\mu\text{s}$ 、 $35 - 0\mu\text{s}$ ；
- (5) 脉冲重频：1505.8、1530.1、1555.2、1581.1、1606.0 Hz±1.3 Hz；
- (6) 脉冲相位波动： $\leq 8.0^\circ$ ；
- (7) 发射峰值功率：1100~1500W；
- (8) 接收机噪声系数： $\leq 4.1\text{dB}$ ；
- (9) 最小接收机输入： $\leq -92\text{ dBm}$ ；
- (10) 接收机控制增益：70~92dB；
- (11) 接收最大输出： $\leq +10\text{dBm}$ 。

4.1.5 星载 SAR 系统的基本参数

频率：5.3GHz；调频脉冲带宽：11.6、17.3、30MHz；脉冲宽：42μs；峰值功率：5kW；平均功率：300W；重频 1270~1390Hz；输入电源：2500W。

星载 SAR 是可以干扰的。可以利用现有的干扰技术、器件和加工设施，研制出对现有 SAR 有效的干扰机。

4.1.6 与星载 SAR 对抗的几个困难

(1) 对它的适时侦察发现比较困难。星载 SAR 平时很少开机，只是在飞到它需要侦察的空域时才开机，开机的时间一般为几十秒或 1~2min。

(2) 星载 SAR 的天线波束窄、副瓣低，平时只能侦收它的副瓣，要求接收机灵敏度比较高。

(3) 信号频谱比较宽，一般为几十兆赫至几百兆赫，要求接收机的灵敏度高、瞬时频带宽，这种接收机的研制还是有不少困难的。

(4) 要求等效干扰功率较大，发射天线的波束窄；同时要求角跟踪有二维跟踪，而且精度高。

(5) 收/发隔离度要求高，必须在干扰机顶层设计中提出解决措施。对 SAR 干扰所需的干扰压制系数，可以归一化成一个统一的数值 K_d ，即为脉冲压缩系数 D 的 0.8 次方。

(6) 星载 SAR 有多种成像模式，如图 4.3 所示，可在卫星航迹的左右成像，而且波束的宽度和仰角可以搜索延伸，对它的天线主瓣侦察和干扰的概率很低。

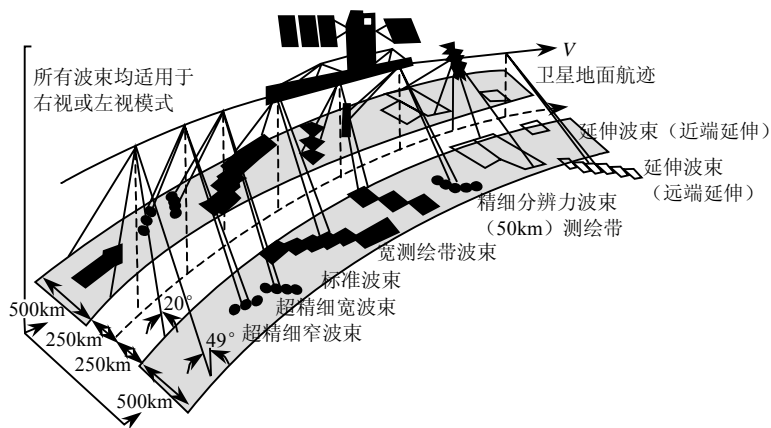


图 4.3 星载 SAR 各种工作模式的成像区域



4.2 SAR 工作原理

SAR 工作原理与常规脉冲雷达相似，只是在距离分辨率和方位分辨率上采取了一些措施，使二维的分辨率提高到米的量级和亚米量级，如图 4.4 所示。

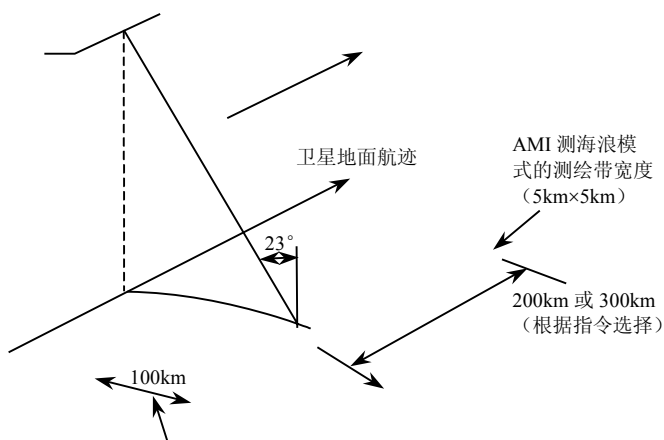


图 4.4 沿 SAR 成像带航迹形成图像

提高距离分辨率的方法，是采用脉冲压缩的原理，发射宽频脉冲使雷达增大探测距离，将接收的回波经过压缩处理后变成窄脉冲，雷达的距离分辨率 ΔR 为

$$\Delta R = \frac{1}{2} c \Delta \tau \quad (4.1)$$

式中， c 为光速； $\Delta \tau$ 为压缩后的脉冲宽度。

SAR 发射的宽脉冲是一种线性调频的脉冲，线性调频的带宽就是脉冲压缩宽度的倒数。经过脉冲压缩后，雷达理想得益系数 n_r 为

$$n_r = \tau / \Delta \tau \quad (4.2)$$

在方位上提高分辨率的办法，是把天线波束等效成一个很窄波束的效果，利用多普勒压缩效果，因而提高了方位面的分辨率。

使方位压缩得益系数为

$$n_b = T_r f_r = \frac{f_r \theta_{0.5} h}{V \cos \beta} \quad (4.3)$$

经过推算，得到 SAR 接收机在输入端的回波信号功率 S_r ：

$$S_r = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma_i L_d}{(4\pi)^3 R^4} \cdot \frac{\tau}{\Delta \tau} \cdot \frac{f_r \theta_{0.5} h}{V \cos \beta} \quad (4.4)$$

式中， P_t 为雷达发射机输出脉冲功率 (W)； G_t 为雷达天线增益； λ 为雷达工作波长 (m)； L_d 为雷达发射机馈线损耗和大气传播损耗； τ 为发射机脉冲宽度 (s)； $\Delta \tau$ 为雷达回波信号经压缩处理后的脉冲宽度 (s)； f_r 为雷达发射脉冲重频 (Hz)； $\theta_{0.5}$ 为雷达天线（方位角）波束宽度 (rad)； β 为雷达波束仰角 (°)； σ_i 为目标分辨率（点目标）有效反射面积 (m²)； R 为雷达与测像带中心点距离 (m)； h 为雷达运载平台高度 (m)； V 为雷达运载平台速度 (m/s)。

在式 (4.4) 中，接收机收到的回波信号功率 S_r 与常规脉冲雷达大同小异，主要有三个方面的差别：

- (1) 增加了 $\frac{\tau}{\Delta \tau} = n_r$ ——脉冲压缩得益系数；
- (2) 增加了 $\frac{f_r \theta_{0.5} h}{V \cos \beta} = n_b$ ——方位压缩得益系数；

(3) σ_i ，在常规脉冲雷达中，它是雷达天线主瓣照射区等效反射面积。一般情况下， $\sigma = \sum_{i=1}^n (\sigma_i) \approx n_b \sigma_i$ ，这是经过多次测试和实际验算得出的结论。

$\frac{\tau}{\Delta\tau} = n_r$ ，这是脉冲压缩理想得益系数。由于在脉冲压缩处理中，波形有些变

化，会引起一定损耗。根据实际工作经验工作可得出数据，脉冲压缩实际得益系数 $n_d = \left[\frac{\tau}{\Delta\tau} \right]^{0.8}$ 。

综合以上概念，合成孔径雷达在接收机的输入端的等效输入功率 S_d 为

$$S_d \approx \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma L_d n_d}{(4\pi)^3 R^4} \quad (4.5)$$

从式(4.5)可以看出，合成孔径雷达方程实际上是脉冲压缩雷达的方程，只不过它比脉冲压缩雷达脉冲压缩得更窄，要求频率的稳定度更高。因此，一般的机载警戒雷达和火控雷达以及地基的警戒雷达和火控雷达很容易改进成为成像雷达。

方位的压缩是一个虚拟的过程。通过方位压缩处理，可以改善方位分辨率。但把方位压缩增益和天线照射区及分辨区结合起来考虑，它并没有获得方位压缩的系统增益。最后获得的合成孔径雷达方程与脉冲压缩雷达方程相同。因此，干扰合成孔径雷达与干扰脉冲雷达相比并没有增大多少功率。这个结论与目前关于合成孔径雷达的电子反对抗的某些观点有些差别。有些观点认为合成孔径雷达信号的时宽频带积以千计，可得到约 30dB 的相干积累增益，其二是横向的多普勒压缩，也可得到约 30dB 的相干积累增益。合成孔径雷达 60~70dB 的相干积累是十分可观的，这使合成孔径雷达在功率对抗方面具有较高的潜力。但是，我们实验验证了合成孔径雷达，实际只获得了 25~30dB 的增益，而不是 60~70dB，否则合成孔径雷达确实很难干扰。可是现在对于合成孔径雷达，利用与干扰脉冲压缩雷达相同的功率就可以有效地干扰它。



4.3 对 SAR 干扰压制系数的测量

4.3.1 对 SAR 干扰压制系数的计算和仿真试验

式 (4.5) 已经表明 SAR 的干扰压制系数 $K_{ji}=n_d=\left[\frac{\tau}{\Delta\tau}\right]^{0.8}$ ，并非 $n_r n_b$ 。

为此，先做一个仿真试验。如图 4.5 所示为对 SAR 仿真干扰试验组成原理图。

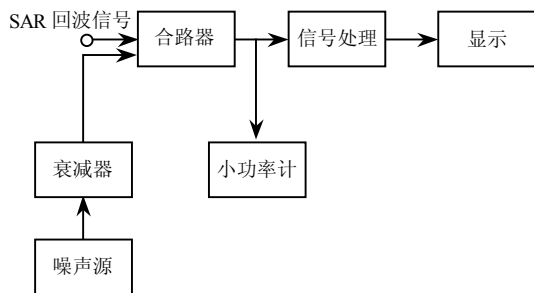


图 4.5 对 SAR 仿真干扰试验组成原理图

SAR 的回波信号是实际录取的 SAR 回波信号，干扰信号是自制的连续波噪声源。测量的方法和步骤如下：

- (1) 未加干扰时，用小功率计测量 SAR 回波信号功率为 P_r 。
- (2) 去掉小功率计，SAR 信号经信号处理后加至图像显示，观察到图像如图 4.6 所示。
- (3) 将小功率计换成频谱仪，测量 SAR 信号的频谱宽度 B_r 。
- (4) 调整噪声源的中心频率与 SAR 频谱中心对齐，噪声源的频谱宽度约为 B_r 的 1.2 倍，而后去掉频谱仪。



图 4.6 仿真试验 SAR 回波图像（未加干扰）（图像是一个海边盐场，清晰可见）

（5）将 SAR 信号与干扰噪声同时加入。改变衰减器，使干扰信号逐步加强，从显示器中可以看出逐渐模糊；再将信号加强时，出现如图 4.7 所示图像，可认为原 SAR 图像已被干扰，图像被完全破坏。

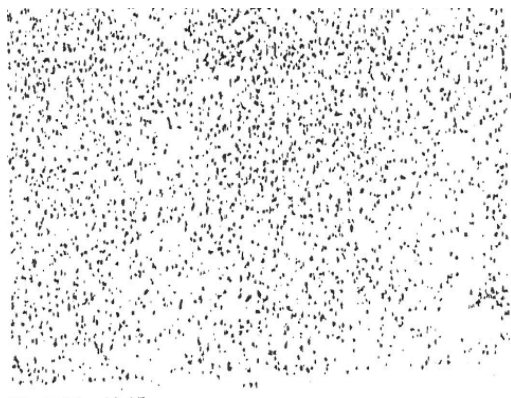


图 4.7 受干扰后的 SAR 信号图像 ($K_{\Sigma}=16\text{dB}$)

（6）将 SAR 信号去掉，测量此时的噪声功率为 P_j ， $P_j/P_r=16\text{dB}$ 。

（7）将干扰噪声源断开，把 SAR 回波信号去掉后换成自制的目标回波信号，用功率仪测出功率为 P_r' ，在图像显示器上出现的图像如图 4.8 所示。

(8) 将点目标信号与噪声信号同时加入, 改变衰减器使干扰逐渐加大, 看到图像逐渐由图 4.8 (a) 变成图 4.8 (b) 和图 4.8 (d) 所示图像, 点目标仍未完全压制, 但是由于干扰源功率不够大, 试验没有再增大干扰功率。把信号源去掉, 用小功率计测量干扰功率为 P' , $P'/P_r=40\text{dB}$ 。

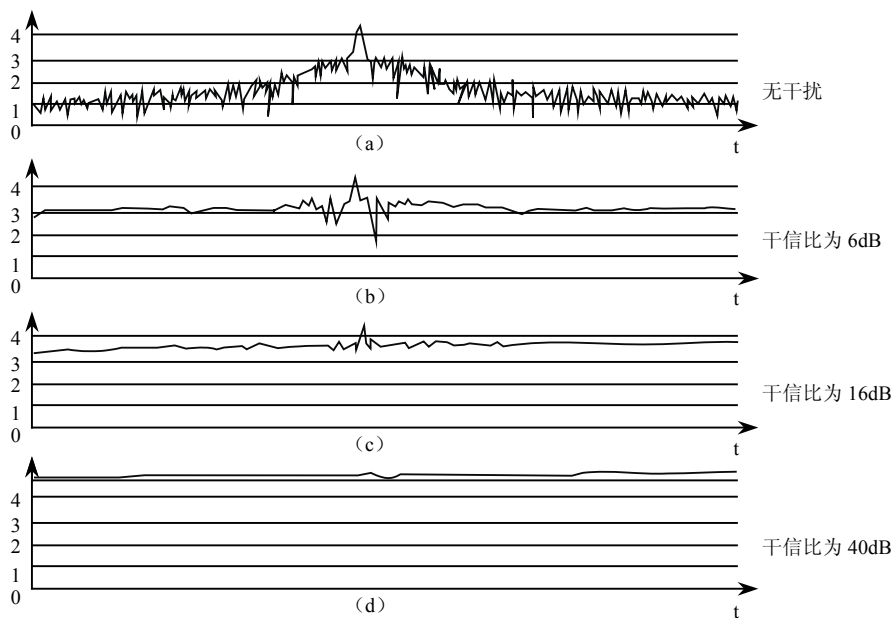


图 4.8 对 SAR 点目标回波的干扰压制试验图像

试验结果表明, 对 SAR 点目标信号进行噪声压制干扰, 其干信比为 40dB , 尚未将信号压制掉。后来又做一些补充试验, 对点目标信号的干扰压制试验, 需要干信比为 60dB 才能完全压制掉信号。这就是说, 对点目标的压制和对面目标的压制, 所需要的干扰压制系数是不同的。

4.3.2 瞄频压制干扰必须满足的 6 项要求 (对 SAR 的干扰更为重要)

(1) 必须满足瞄频误差的要求, 如图 4.9 所示。

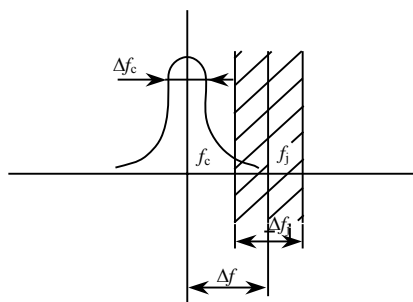


图 4.9 对瞄频误差要求示意图

图 4.9 中, Δf_c 为雷达接收机带宽; Δf_j 为干扰频谱宽度。

一般干扰机的瞄频误差 Δf 小于 2MHz; 对脉冲多普勒雷达瞄频误差小于几十千赫兹。

(2) 对干扰机角跟踪系统的跟踪误差 $\Delta\theta \leq \theta_{0.5} / 3$, 如图 4.10 所示。

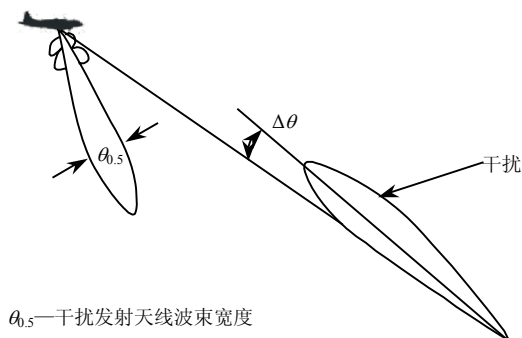


图 4.10 干扰天线的瞄准误差示意图

(3) 干扰信号极化损耗系数一般小于 0.5 倍, 如图 4.11 所示。应保持干扰信号的极化与雷达信号的极化方向小于 45° 。

(4) 干扰压制系数应满足不同体制雷达的要求。

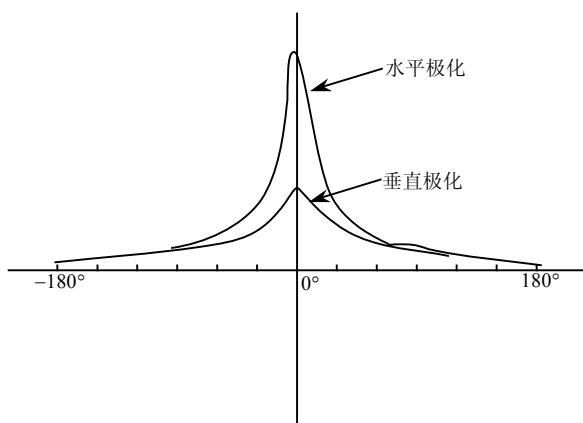


图 4.11 极化对信号接收的影响示意图

(5) 干扰时间基本连续，其干扰-接收时间比应大于 10:1；接收时间一般在 1~2ms 范围内。

(6) 干扰信号的频谱宽应大于雷达接收机的通频带宽。

一般 $\Delta F > \Delta f$ (3~1.2 倍)。其中， ΔF 为干扰信号频谱宽； Δf 为雷达信号通频带宽。

图 4.12、图 4.13、图 4.14 所示均为不满足干扰频谱要求的情况。

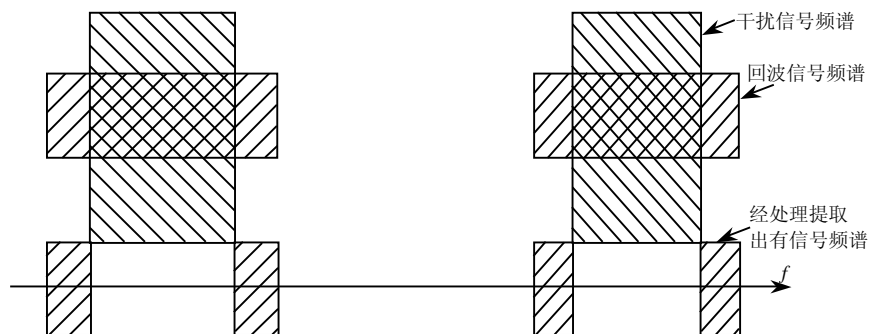


图 4.12 干扰频谱宽小于雷达信号频谱宽时，干扰效果变差示意图

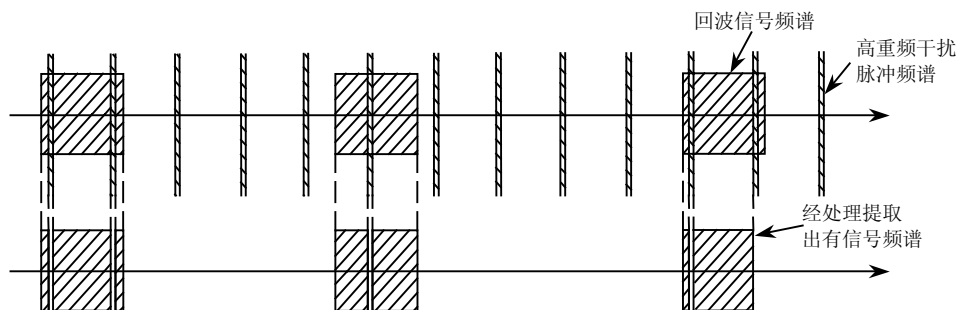


图 4.13 高重频脉冲干扰宽频谱脉冲，干扰效果示意图

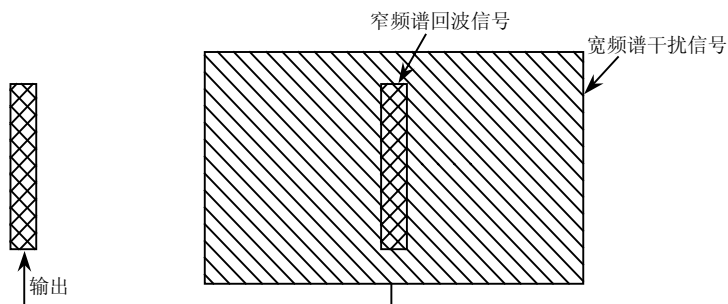


图 4.14 宽频谱干扰信号干扰窄频谱信号造成干扰能量的严重浪费示意图

图 4.15~图 4.24 所示为高重频脉冲对 SAR 干扰时，其效果均不理想（不如连续噪声压制干扰效果好）。

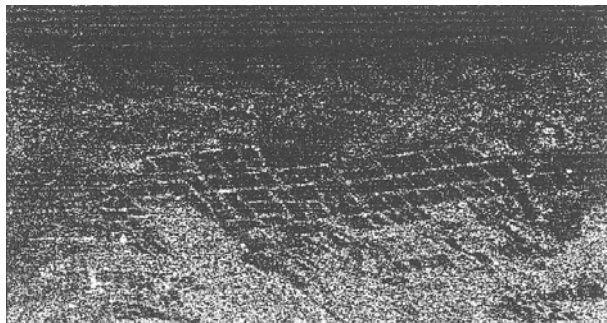


图 4.15 重频 50kHz，脉宽为 $0.5\mu\text{s}$ ， K_{Σ} 为 10dB

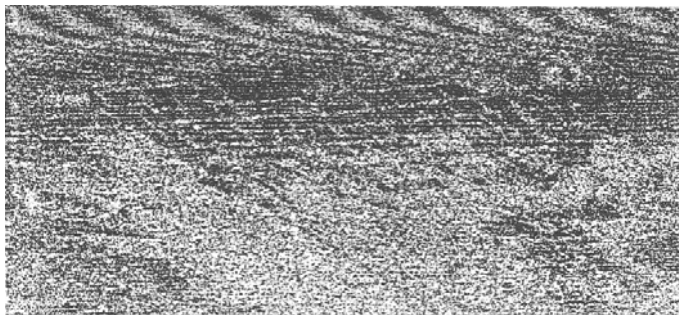


图 4.16 重频 50kHz，脉宽为 $0.5\mu\text{s}$ ， $K_{j\Sigma}$ 为 20dB

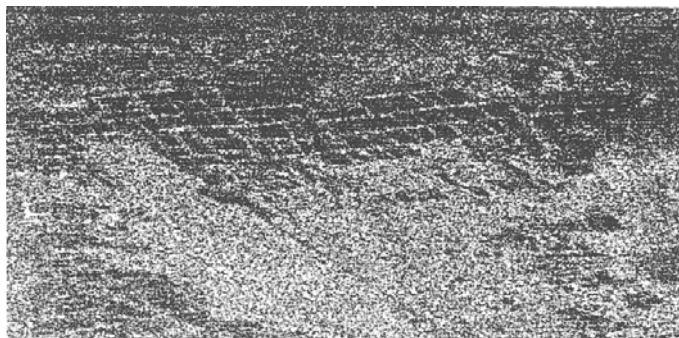


图 4.17 重频 100kHz，脉宽为 $0.5\mu\text{s}$ ， $K_{j\Sigma}$ 为 10dB

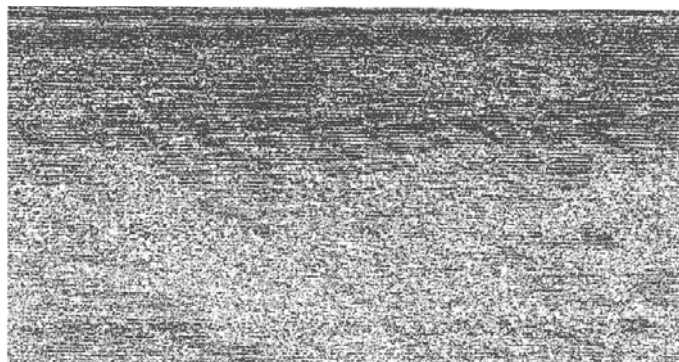


图 4.18 重频 100kHz，脉宽为 $0.5\mu\text{s}$ ， $K_{j\Sigma}$ 为 20dB



图 4.19 重频 200kHz, 脉宽为 $0.5\mu\text{s}$, $K_{j\Sigma}$ 为 10dB

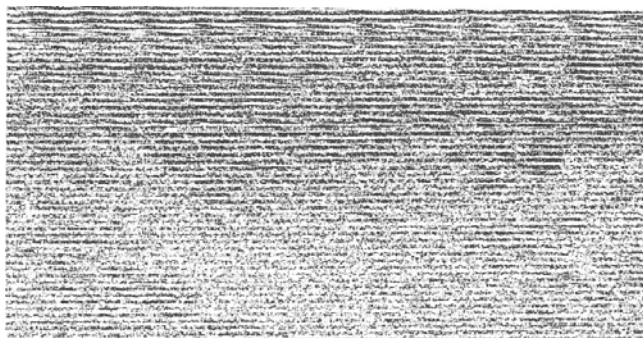


图 4.20 重频 200kHz, 脉宽为 $0.5\mu\text{s}$, $K_{j\Sigma}$ 为 20dB

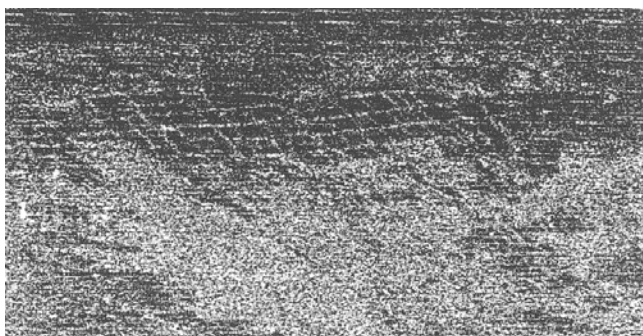


图 4.21 重频 300kHz, 脉宽为 $0.3\mu\text{s}$, $K_{j\Sigma}$ 为 10dB

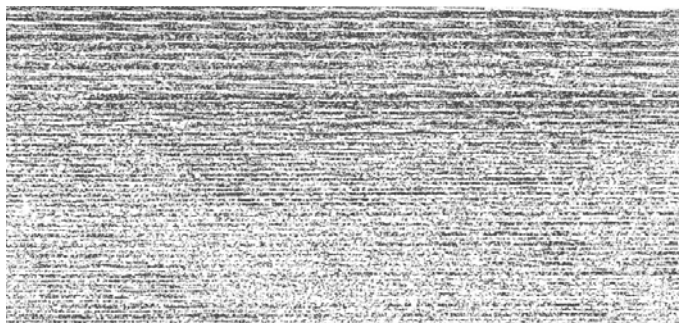


图 4.22 重频 300kHz, 脉宽为 $0.3\mu\text{s}$, $K_{j\Sigma}$ 为 20dB



图 4.23 重频 500kHz, 脉宽为 $0.2\mu\text{s}$, $K_{j\Sigma}$ 为 10dB

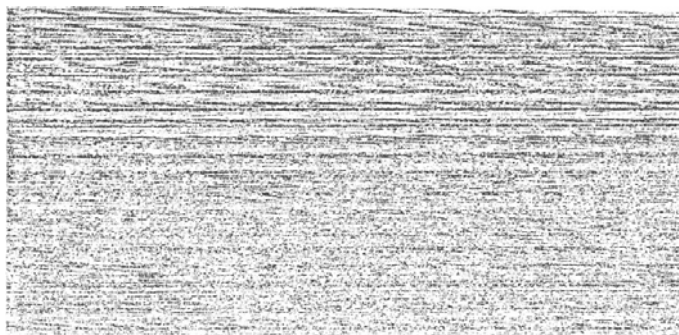


图 4.24 重频 500kHz, 脉宽为 $0.2\mu\text{s}$, $K_{j\Sigma}$ 为 20dB

为什么 SAR 照射的目标,按点目标计算时它所需要的干扰压制系数要大几个数量级,而按面目标计算时它所需要的干扰压制系数却小很多呢?我们可从物理概念上打个比方。如果 SAR 天线主瓣照射面积为 A ,它有许多个分瓣区,每个分瓣区的等效反射面积不同,反射的回波能量也不同,现在为了便于计算,假设若干分瓣区反射的能量相同,分瓣区的总和就等于主瓣照射区的面积,如图 4.25 所示。

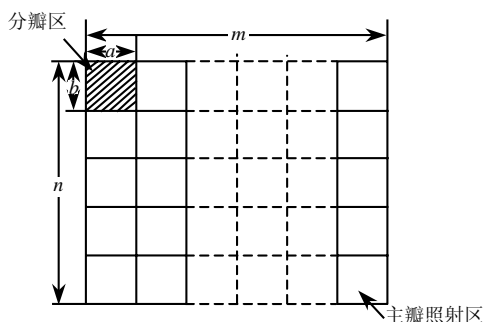


图 4.25 主瓣照射区与分瓣区

图 4.25 中, a 为方位分瓣区长度 (m); b 为距离分瓣区 (m); $a \times b$ 为 1 个分瓣区面积 (m^2); m 为 SAR 主瓣区照射方位边长; n 为 SAR 天线主瓣区照射距离边长。

假设在 天线主瓣区,照射的时间为 T_r , 雷达重频为 f_r , 脉冲宽度为 τ , 压缩后的脉冲宽为 $\Delta\tau$ 。

设 τ 为 $20\mu\text{s}$; $\Delta\tau$ 为 $5\mu\text{s}$; $T_r=0.8\text{s}$; $f_r=1300\text{Hz}$ 。如果脉冲全部累积在一个分瓣区,则积累的脉冲高度比原脉冲高度增加 $\frac{\tau}{\Delta\tau} \cdot T_r f_r = 4 \times 1.04 \times 10^6$ 倍,即它比原脉冲获得 66dB 次的积累,或者说获得增益 4.16×10^6 倍。如果要把这个获得高增益积累的信号压制下去,其压制系数应为 66dB。

如果这些脉冲并不是在一个分瓣区积累,而是分散在各个分瓣区,每一个分瓣区所获得的平均得益 $K_d = \left[\frac{\tau}{\Delta \tau} \cdot T_r f_r \right] \left[\frac{a \times b}{m \times n} \right] = \frac{\tau}{\Delta \tau}$, 即天线主瓣照射获得的增益为 34dB, 比分瓣区少了三个数量。从这个概念出发, 合成孔径雷达获得的增益也与脉冲压缩增益有关, 与方位压缩无关。

4.3.3 对机载 SAR 干扰压制系数实际飞行测试数据

已知被试的机载 SAR 参数: 峰值功率为 P_t ; 天线增益为 G_t ; 方位波束宽 8° ; 发射脉冲宽度为 $33\mu\text{s}$; 压缩后的脉宽为 16ns ; 飞行高度为 7200m ; 测绘距离为 20km ; 飞行速度为 150m/s 。

干扰机的参数: 天线增益为 G_j ; 干扰发射机功率为 0.3W (试验实测值), 对 SAR 天线主瓣进行干扰, 被检测的点目标 RCS 为 20m^2 。

从理论上计算, 距离得益系数 $n_r = \frac{\tau}{\Delta \tau} = 33\text{dB}$, 方位得益系数为 $n_b = T_r f_r = f_r \theta_{0.5} \frac{R}{V} = 41\text{dB}$ 。

对点目标需要干扰压制系数为

$$K_{j\Sigma\max} = n_r n_b = (33 + 41)\text{dB} = 74\text{dB}$$

考虑到放大系统的非线性损耗, 实际需要的干扰压制系数为

$$K_{j\Sigma 0} = [K_{j\Sigma\max}]^{0.8} = 59.2\text{dB}$$

实测对点目标的干扰压制系数为 59dB, 证明理论计算和实测结果的对点目标干扰压制系数是相同的。但是 SAR 在主瓣照射区内, 它所形成的图像是一个面目标。所以对它的测试还应按照面目标分析。

9 个角反射器之间的间隔为 30m ; 两行之间的间隔为 50m ; 干扰车与角反射

器之间距离约为 500m，角反射器的等效反射面积为 10m^2 、 20m^2 。

飞行航线、干扰机与检测目标的关系位置如图 4.26 所示。机载 SAR 干扰试验示意图如图 4.27 所示。

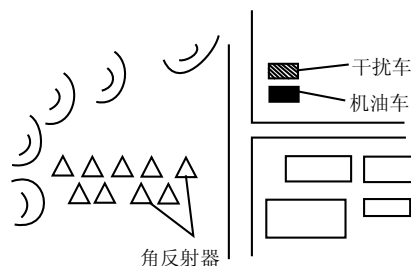
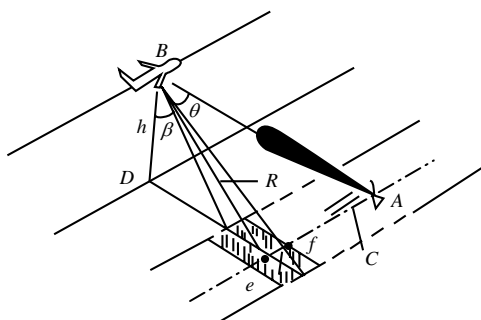


图 4.26 被机载 SAR 检测的目标局部示意图



A—干扰机；B—SAR 载机；C—检测目标；D—B 的投影点；h—目标高度；e、f—SAR 方位波束照射宽度

图 4.27 机载 SAR 干扰试验示意图

试飞过程如下：

(1) 机载 SAR 进入预定航线，保持高度和 β 角不变，干扰机自动跟踪机载 SAR， θ 角由大变小至 0° ，然后 θ 角反向变化至 $-\theta$ 。

(2) 未加干扰时，机载 SAR 对检测的目标的图像如图 4.28 所示，雷达主瓣照射区（ $\theta=0^\circ$ 时）是一个县城的城市、角反射器阵和城外的一些山区，可以看得比较清楚。



图 4.28 未受干扰时机载 SAR 对检测的目标图像

(3) 加干扰后，机载 SAR 仍按预定航线飞行，当飞至 $\theta=0^\circ$ 时，检测信号被干扰压制。当发射机输出功率为 $0.3W$ 时，在 SAR 主瓣区 ($\theta=0^\circ$) 检测目标回波刚好被压制，如图 4.29 (b) 所示。

(4) 在雷达的主瓣区 ($\theta=0^\circ$)，所有地物包括山、城市、被检测的角反射器全部被压制，如图 4.29 (a) 所示，干扰机输出的干扰功率为 $1W$ 。

(5) 在雷达的主瓣区 ($\theta=0^\circ$)，干扰发射机功率为 $0.1W$ ，被干扰的目标出现模糊，还没有全部被压制，如图 4.29 (c) 所示。

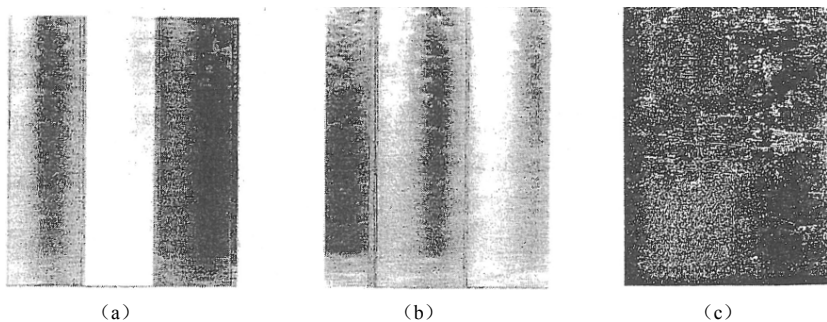


图 4.29 不同干扰功率时，机载 SAR 被干扰的图像

干扰发射机输出三个功率（即 1W、0.3W、0.1W），如图 4.29 所示，三种干扰现象随干扰功率增大，出现不同的干扰效果。调换干扰功率 P_j 为 0.3W 时为临界值。用面目标推算出干扰压制系数为 26dB，基本上类似于对脉冲压缩雷达所需的干扰压制系数。

在实际飞行试验时，SAR 的目标就是主瓣照射区的目标 σ ，SAR 的实际得益系数就是脉冲压缩的得益系数。

SAR 的得益系数与雷达需要增加的干扰压制系数是一致的。由此分析和实验得出结论可知，干扰 SAR 与干扰脉冲压缩雷达所用的干扰方程是相同的，也没有需要特殊增加的功率。



4.4 对星载 SAR 瞄频噪声压制干扰

经过理论推算和实际飞行试验获得对 SAR 干扰方程，与式（1.6）相同。

干扰统一方程对常规脉冲雷达、脉冲压缩雷达、合成孔径雷达、脉冲多普勒雷达等都适用，只是干扰压制系数的取值有所差别。

对机载 SAR 和星载 SAR 的噪声瞄准式压制干扰，与干扰其他雷达所需的干扰等效功率并没有多大差别。用瞄频噪声压制干扰有许多优点：

（1）干扰机的通用性较好，干扰样式可以做得较简单。

（2）干扰机可以一机对多制，可以多功能工作。

（3）干扰机若能满足 6 项要求（瞄频准、干扰压制系数满足要求、干扰机方向对准雷达、干扰频带宽合适、干扰极化采用随机极化、干扰时间基本连续），雷达就很难抗干扰。

虽然在一些抗干扰的论著中提出了多种对抗噪声人为干扰的措施，但实际对

抗效果和抗瞄频噪声的效果一般不佳。所以噪声瞄频干扰，对 SAR 的干扰也是最基本的一种。

例如某星载 SAR，它工作在 L 波段，高度为 700km；最低仰角为 25° ，最高仰角为 60° ，峰值功率为 5kW，脉冲宽度为 $35\mu\text{s}$ ，压缩后的脉宽为 15ns，卫星飞行速度为 7.3km/s，方位波束宽度为 2° ，仰角波束宽为 3° 。

用式 (1.6) 算得需要干扰等效功率为 $P_j G_j = 66\text{dB} \cdot \text{W}$ ，如果干扰天线增益取 33dB，则天线发射机功率取 2kW 即可实现，这样的干扰机目前做起来并不算难，其他所用技术也比较成熟。

对 SAR 的干扰站主要包括干扰发射天线、信号接收天线、角度自动被动跟踪系统、瞄频接收机、干扰发射机、干扰样式产生器、信号处理显示分机等各分系统，如图 4.30 所示。

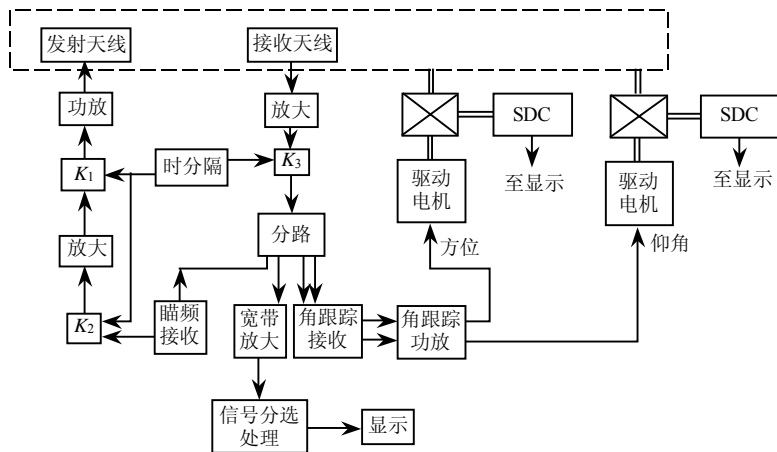


图 4.30 地对星载 SAR 干扰站组成原理框图

从图 4.30 所示原理框图来看，它与普通的连续波噪声干扰机没有多大差别，但是它们的参数要求差别很大。收/发天线的隔离度是关键参数之一，本来在常规的干扰机中，这就是难解决的关键技术，而在地对星载 SAR 的干扰机中，它的

接收机灵敏度比常规接收机高 2~3 个数量级,这就意味着它的收/发隔离度也应提高 2~3 个数量级。这就使地对星载 SAR 干扰机中的接收机和收/发天线的隔离研制增加许多困难。

图 4.31 所示是星载 SAR 的外形图。

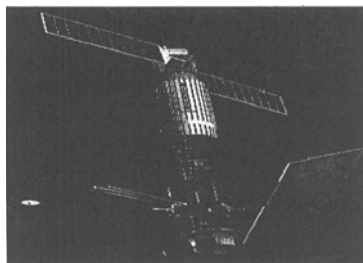


图 4.31 星载 SAR 的外形图

图 4.32 所示是 Seasat-A 星载设备位置布局示意图。

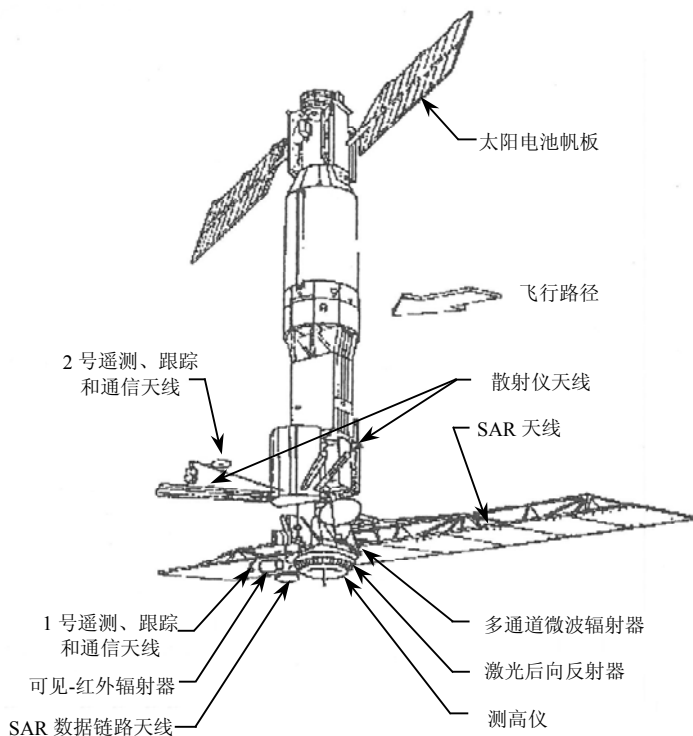


图 4.32 Seasat-A 卫星设备位置示意图

图 4.33 所示是星载 SAR 成像获取的地面地形图。



图 4.33 星载 SAR 成像获取的地形图

SAR 可以用于民用，也可以用于军用。

自 1951 年美国一位科学家提出成像雷达的概念以来，美国首先研制成功 AN/APQ-97 机载合成孔径雷达（SAR）。20 世纪 70 年代以后，SAR 由机载向星载延伸，标志着侦察监视和地遥感将进入航天运行的新纪元。



4.5 星载 SAR 的干扰有效区

1978 年以来，美国共发射了五种类型的星载 SAR：1978 年发射了型号为 Seasat-A 的星载 SAR，在空间运行 100 天；1981 年，在航天飞机上运载了型号为 SIR 的星载 SAR；1988 年、1991 年、1997 年又先后三次发射了 LACROSSE（“长曲棍球”）星载 SAR，有效运行期为 7 年。“长曲棍球”星载 SAR 每天监视着全球的各个角落。在 1991 年的海湾战争中，它直接参加了对伊拉克的军事侦察和目标指示，甚至发现了埋在沙漠里的坦克。在科索沃战争中，它又为美国打击军事目标提供了情报，并为打击的效果评估提供证据，如图 4.34 所示。在阿富汗战争

中，它是空间侦察的能手，为打击基地组织立下了汗马功劳。在 2003 年打击伊拉克的战争中，它又是侦察先锋。



图 4.34 星载 SAR（攻击南联盟内务部大楼图像）

图 4.34 左侧箭头所指为内务部大楼受攻击前的图像，图 4.34 右侧箭头所指为内务部大楼攻击后的图像，两者对比，可以看出内务部大楼受攻击的状况。

星载 SAR 如此成功地获取情报，不能不引起人们对它的特别关注。

雷达从 20 世纪 30 年代发明并首先用于军事，开始在地面对空中目标进行探测；到 60 年代装上飞机，成为预警飞机；到 70 年代又装在卫星上，而且还可以进行成像侦察。随着雷达的不断发展，对雷达的干扰也不断地发展。即使雷达装在卫星上，干扰机放在地面仍然可以干扰它，称为“地对天干扰”。装在卫星上的雷达并不是常规的脉冲雷达，而是可以成像的合成孔径雷达，高度大约为 700km，仰角范围为 $25^\circ \sim 60^\circ$ ；峰值功率为 5kW；脉冲宽度为 $35\mu\text{s}$ ，压缩后的脉宽为 15ns。要对这种雷达进行有效的干扰，需要多大的干扰功率呢？用式（4.5）进行理论计算需要 66dB·W。地面对星载 SAR 的干扰示意图如图 4.35 所示。

图 4.35 中，A 点为干扰站；B 点为星载 SAR， $\beta_{\min} \sim \beta_{\max}$ 为星载 SAR 天线仰角可变化的范围。

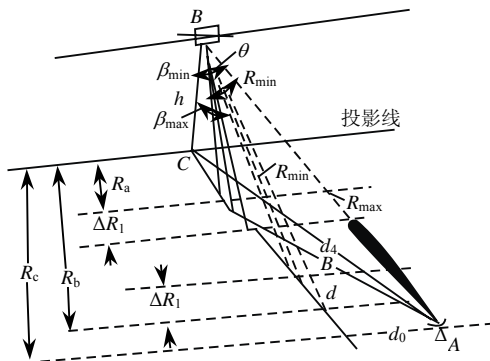


图 4.35 单站对星载 SAR 压制干扰示意图

由于星载 SAR 向前不断运动，其速度为 v ；而雷达天线向前运动的同时，仰角也可以在一定范围内变化，形成如图 4.35 所示的运动航迹和天线搜索区。

根据式 (4.5)，可以算得在不同的仰角 β_i 时，在测向带上的干扰保护距离，见表 4.1。

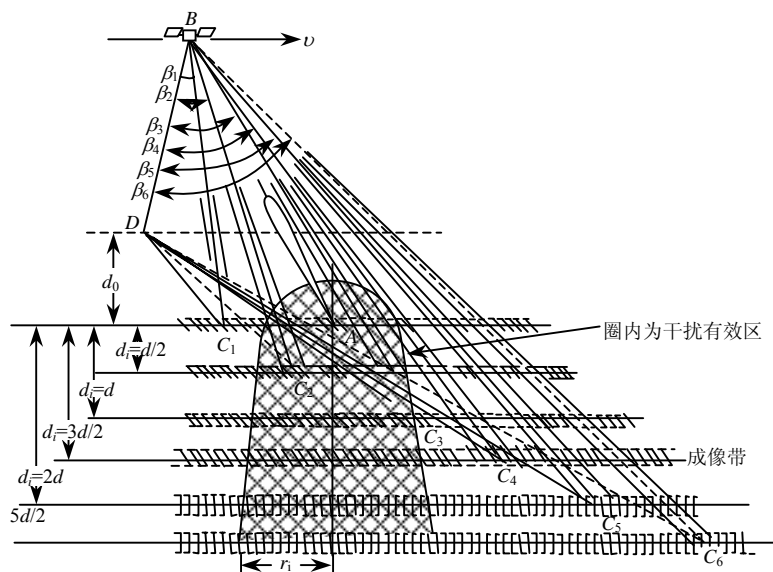
表 4.1 不同 d_i 距离时算得的 r_i 数值

$d_i(\text{km})$	0	$d/2$	$3d/2$	$2d$	$5d/2$
$\beta_i(^{\circ})$	25	35	42	50	55
$R_{ii}(\text{km})$	772	789	838	1010	1119
$\theta_i(^{\circ})$	17	17.9	19	22.6	24
$r_i(\text{km})$	240	247	262	316	339

根据表 4.1 数值，可以绘制星载 SAR 航迹不变，仰角变化有效干扰区示意图，如图 4.36 所示。

在图 4.36 的横格区内为干扰有效区，SAR 天线的仰角 β 越大，在成像带上的干扰有效距离越大（即 r_i 越大）。星载 SAR 的干扰有效区与星载 SAR 的高度、天线仰角、天线波束宽度、天线副瓣电平、发射机等效功率、脉冲压缩系数、干扰

机等效功率、干扰压制系数、载体航迹的平移距离、SAR 发射损耗、大气损耗、干扰发射馈线损耗、干扰极化不一致性损耗、干扰频谱和雷达接收机带宽比等多项因素有关，还与被成像地区地面特性（森林、山区、平原、海面）等的雷达截面积特性和工作频段等有关，在分析计算时应综合考虑。



A—干扰机位置；B—星载 SAR；D—SAR 投影点； $C_1 \sim C_6$ —SAR 成像中心

图 4.36 星载 SAR 航迹不变，仰角变化时干扰有效区示意图

如果星载 SAR 的仰角不变，其航迹平移所形成的干扰有效区计算数值见表 4.2。

表 4.2 不同 d_i 距离时算得的 r_i 数值

d_i (km)	0	163	326	514	-163
θ_i (°)	17	15	13	0	10
R_{ji} (km)	810	980	1005	1093	720
R_{ti} (km)	770	850	956	1093	720
r_i (km)	234	221	219	0	130

根据表 4.2 绘制对星载 SAR 的干扰有效区和干扰暴露区，星载相控阵 SAR 的仰角 $\beta = 25^\circ$ ；其航迹沿干扰机的垂直方向平移时，形成的干扰有效区如图 4.37 所示。

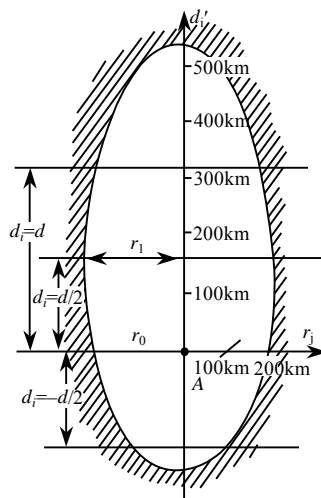


图 4.37 对星载 SAR 的干扰有效区和干扰暴露区示意图

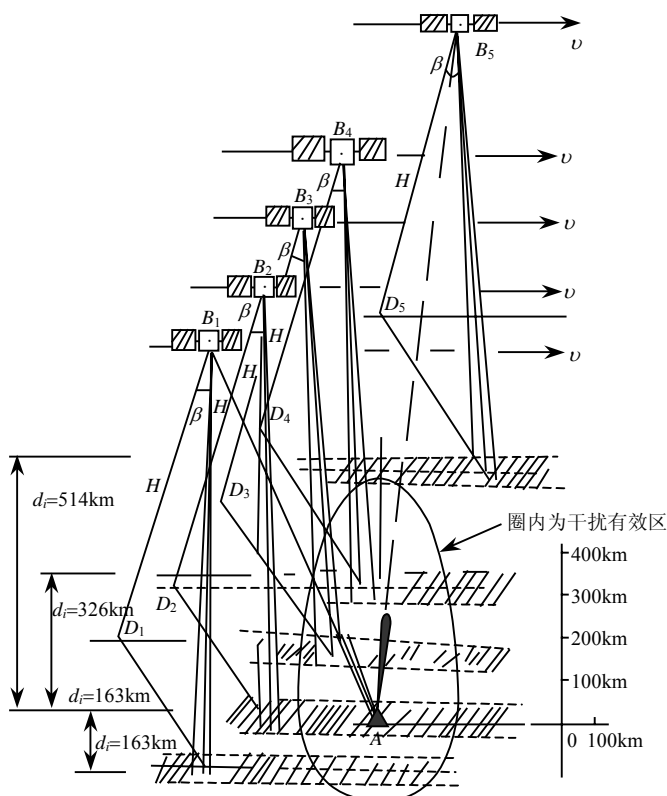
图中，圈内为干扰有效区；圈外为干扰暴露区。 $P_i G_i = 80 \text{ dB} \cdot \text{W}$ ； $P_j G_j = 69 \text{ dB} \cdot \text{W}$ 。对星载相控阵 SAR， $H = 700 \text{ km}$ ， $\beta = 25^\circ$ ，天线在 17° 时副瓣电平为 -43 dB ，工作在 L 波段的星载 SAR 形成的干扰有效区约为 20 万平方千米。

表 4.2 列出的只是一个分析计算结果，读者如果有兴趣，可做正式干扰试验，以验证理论与实际的符合情况。

图 4.38 所示是具体分析图 4.37 的形成过程。SAR 的航迹沿着干扰机的垂直方向，转过来一次，平移一次，形成干扰有效区和干扰暴露区。

图 4.39 所示是星载 SAR 沿着预定航迹前进，而雷达天线仰角左右向进行搜索，在 A 点布设一个地对天干扰站，当星载 SAR 通过该区域上空时，星载 SAR

在该白色的区域内不能成像（理论分析值，希望能实测确定）。



圈内—干扰有效区；圈外—干扰暴露区；A—干扰站，可对星载 SAR 自动被动跟踪；H—SAR 高度（保持不变）； $D_1 \sim D_5$ —SAR 投影点， $\beta = 25^\circ$ （保持不变）；v—星载 SAR 速度（保持不变）； $B_1 \sim B_5$ —载体位置

图 4.38 星载相控阵 SAR 航迹平移形成的干扰有效区示意图



4.6 举例中的 SAR 干扰效果和效费比

星载 SAR 不论在民用还是军用方面都日益显示出它的重要性，世界上许多国家都在研制和发射各种星载 SAR，用于地形测绘、情报搜索。它比机载侦察设备

探测的范围广。机载侦察设备只能侦察它所能探测范围内 27% 的目标，而星载侦察设备可以侦察范围内 99% 的目标。当然星载 SAR 也是可以干扰的，这通过理论分析和一些实验已被证实。

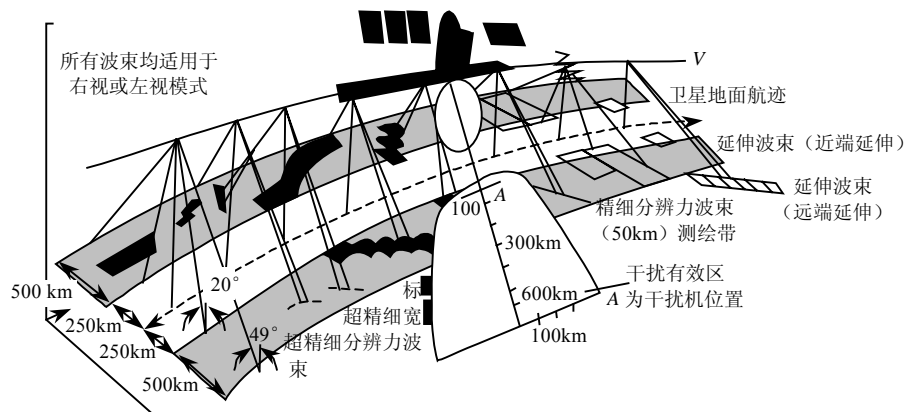


图 4.39 各种工作模式的成像区域受干扰后，干扰有效区示意图

除美国发射了多种 SAR 外，欧洲、日本、加拿大等也先后发射了星载 SAR，见表 4.3。

表 4.3 美国、欧洲、日本、加拿大等发射的星载 SAR

序号	卫星 型号	生产国	发射年份 (寿命)	轨道高度 (km)	工作频率 (GHz)	测绘带宽 (km)	分辨率 (m×m)	天线类型 和尺寸 (m×m)
1	SEASAT-A	美国	1978 (100 天)	800	1.275	800	25×25	微带面阵 10.7×2.16
2	SIR-A 航天飞机	美国	1981 (2.4 天)	259	1.278	50	40×40	微带面阵 9.4×2.2
3	ERS-1	欧洲	1991 (2000 天)	785	5.25	100	25×13.5	裂缝阵 10×1.0
4	ENVTSAT-1	欧洲	2002 (5 年)	800	5.331	5~100	30×30	有源相控阵 10×1.3
5	RADAR1	美国	2002 (7 年)	703	X 波段	50~500	1×1	抛物面反射器 9

续表

序号	卫星 型号	生产国	发射年份 (寿命)	轨道高度 (km)	工作频率 (GHz)	测绘带宽 (km)	分辨力 (m×m)	天线类型 和尺寸 (m×m)
6	RADARSAT-1	加拿大	1995 (5 年)	798	5.3	10~500	(8~100) × (8~100)	裂缝波导面 相控阵 15×1.5
7	RADARSAT-2	加拿大	2003 (7 年)	798	5.405	75	(3~100) × (3~100)	有源相控阵 15×1.37
8	JERS-1	日本	1992 (6 年)	568	1.275		18×18	12×2.2

在海湾战争中,美国除使用了几十架预警飞机外,还动用了几十颗卫星对伊拉克进行侦察,对伊拉克的军事部署如导弹阵地、坦克集结地、机场等军事设施了如指掌。其中用得最多的就是星载 SAR “长曲棒球”卫星,它工作在两个频段:一个为 L 波段,另一个为 X 波段。L 波段的分辨率为 $3\text{m} \times 3\text{m}$,测像带为五六千米。X 波段的分辨约为 $1\text{m} \times 1\text{m}$,测像带约为 5km 。星载 SAR 先用 L 波段发现被测目标,然后再用 X 波段进行精测。

根据“长曲棒球”星载 SAR 的参数和地对天干扰机的参数,可用三个干扰站完全覆盖伊拉克地域,使之不被“长曲棒球”星载 SAR 成像,如图 4.40 所示。

在伊拉克的国土上如果同时有 3 台地对天干扰机,完全可以覆盖伊拉克的国土全面积,不论星载 SAR 怎样进入伊拉克领空,都不能对伊拉克领土和军事设施进行成像侦察。为了交替工作,可以配置 6 台,也可以与同波段的地对空预警飞机干扰站交替使用,因为它们所需的等效干扰功率基本相同。还可以把频段的干扰机做成一个称为“一机对多制,对空对天”的一体化干扰机。根据现实技术基础和工业基础,这是可以实现的。

地对星载 SAR 有较好的干扰效果,同时它对机载 SAR 也能有效地干扰。要计算它的干扰有效区,仍然是根据式 (1.6)。

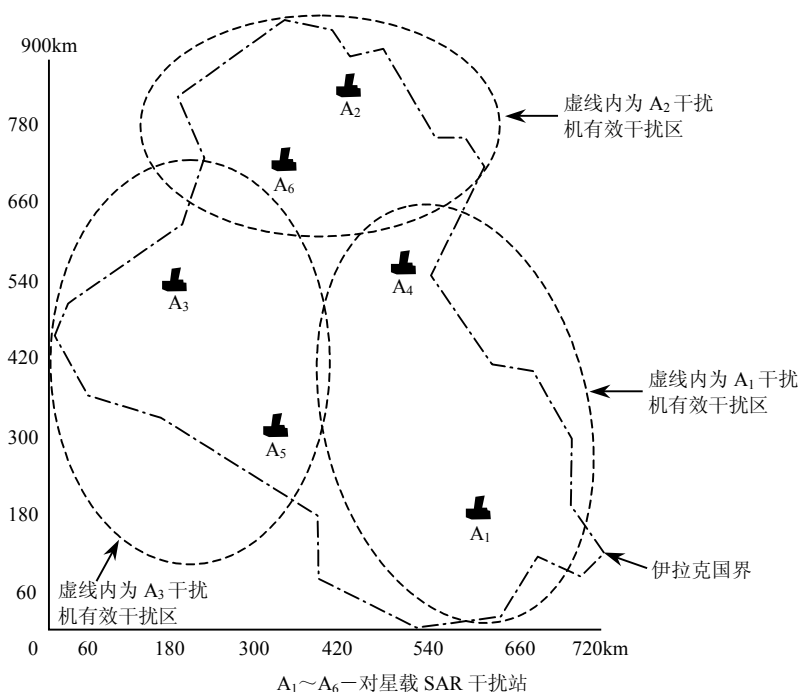


图 4.40 假设在伊国土上布设“地对天干扰机”产生的干扰效果构想示意图

对机载 SAR 的干扰计算如下。

例如，已知 $P_j G_j = 45 \text{ dB} \cdot \text{W}$ ； $P_t G_t = 42 \text{ dB} \cdot \text{W}$ ； $K_{j\Sigma} = 20 \text{ dB}$ ； $H = 7.2 \text{ km}$ ； $d = 18.7 \text{ km}$ ； $\theta_{0.5} = 8^\circ$ ； $\sigma = 10^4 \text{ m}^2$ 。

当 $\beta = 57^\circ$ 时，算得干扰的有效区如图 4.41 所示。

当 $\beta = 23^\circ$ 时，算得干扰的有效区如图 4.42 所示（干扰机和雷达其他参数均不变）。

由图 4.41 和图 4.42 所示可以看出对机载 SAR 干扰有效区影响比较大的因素。如果干扰站和雷达的电参数均没有变化，影响干扰有效区的基本因素是雷达天线的工作仰角（雷达仰角可在 $20^\circ \sim 60^\circ$ 内变化）。机载 SAR 仰角 β 较小时，干扰

有效区较小, 机载 SAR 天线仰角 β 较大时, 干扰有效区较大。这是雷达干扰和抗干扰的关键技术之一。大家都知道, 降低雷达天线副瓣电平对抗干扰有好处。但是, 雷达要想降低天线副瓣也是有很多困难的。干扰和抗干扰, 各自都有自己的困难, 关键要看谁的技术更先进, 发展得更好。

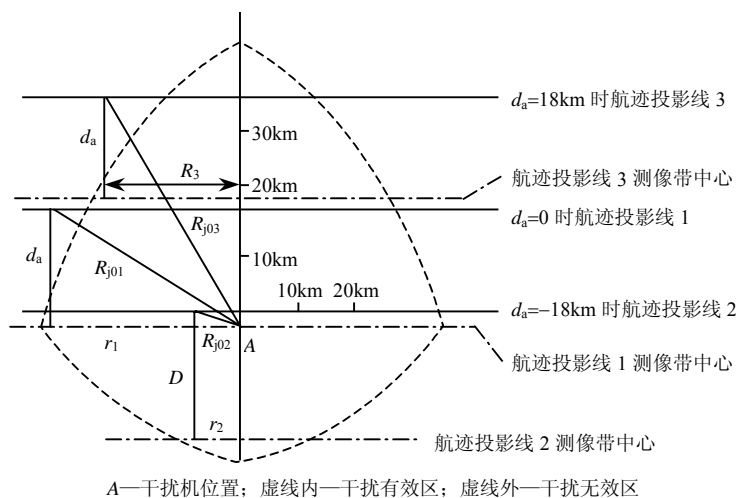


图 4.41 机载 SAR 干扰有效区和干扰暴露区示意图 (地面投影区)

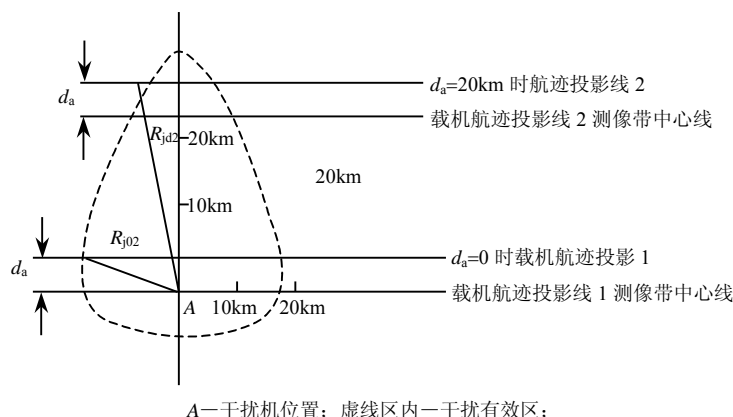


图 4.42 机载 SAR 在 β 角较小时干扰有效区示意图

谈到对抗，必然要考虑到效费比的问题，伊拉克若想有效地对抗“长曲棒”星载 L 波段的 SAR，需要 6 部干扰站；对 X 波段的 SAR 需要 50 部干扰站，其总价约为 2 亿美元。

如果海湾战争中，攻方是以信息化作战手段布设的武器和信息化装备、干扰机等，而伊拉克也按信息化作战防御布设装备和干扰机。伊方除购买飞机、导弹、高炮、坦克外，还应购买电子战设备。对预警飞机的干扰机、对星载 SAR 的干扰机和机载 SAR 的干扰机、对 GPS 导航设备的干扰机、对通信数传设备的干扰机、对作战飞机的干扰机、对红外激光末制导的干扰机等设备需要 6~8 亿美元的购置费。如果拥有这些干扰机，那么海湾战争的结局绝不会是多国部队以零损失取得战争的胜利。

通过对信息化的一些武器进行分析可以发现：一般情况下，信息化武器越先进，对信息的依赖越大，从信息的角度扰乱它，就能使它失去应有的效能。例如在伊拉克战争中，美国的巡航导弹要从伊拉克和土耳其的 300km 边界进入（如图 3.8 所示），当导弹飞过这一段边界时经常失控或落地、打偏，据说是因为巡航导弹上的 GPS 导航器受到了干扰。如果当时在这个地段布设一个 300km×300km 的 GPS 干扰机阵，每隔 20km 布设一个，也只要 225 个 GPS 干扰机就够了。一个 GPS 干扰机按 5000 美元算，也不过 100 多万美元，可是美国的巡航导弹一枚就要花费 100 多万美元。如果美军要用反辐射导弹把这些 GPS 干扰机全部摧毁，那又得花费数亿美元。这样，在军事上使巡航导弹失控，在经济上又使它造成很大的损失。

由于目前的 SAR 和 ISAR 应用比较普遍，所以许多国家对地面警戒雷达进行了改进，使之能具有 ISAR 特性。

如果像 FSP-117 远程对空监视雷达改进成具有 ISAR 特性，那么载机上带的自卫干扰机对它的干扰效果如何呢？

FPS-117 雷达基本上与 GE-592 雷达相同, 主要差别在于软件。该雷达根据美国空军的要求增加了电子对抗措施, 为了降低发射天线波束的副瓣, 在仰角方向上也采用加权, 可以用旁瓣零值控制消除地杂波。

雷达天线为方形平面阵列, 能产生多种单形波束进行仰角扫描, 范围达 20° , 方位是机械扫描。

FPS-117 雷达主要参数如下。

工作频率为 L 波段: $1215\sim 1400\text{MHz}$;

作用距离: $9.26\sim 370\text{km}$ (对 $\sigma=1\text{m}^2$);

覆盖范围: 方位角 360° ;

仰角: $-6^\circ \sim 20^\circ$;

探测高度: 30480m ;

精度: 距离 46.3m ;

方位: 0.18° ;

测高: 914m ;

脉冲宽度: 近程为 51.2ns ; 远程为 $409.6\mu\text{s}$;

峰值功率: 24.75kW ;

天线形式: 平面阵;

天线增益: 38dB ;

压缩后的脉宽: $0.15\mu\text{s}$;

若改成 ISAR 时, 压缩后的脉宽为 15ns 。

(1) 如果飞机上有自卫干扰机，其干扰等效功率为 200W。最小干扰暴露距离 $R_{\min(1)}$ 为 16km（能成像的最大距离）。

(2) 如果目标是弹载干扰机，弹头等效反射面积为 0.1m^2 ；干扰机等效功率为 20W，则 $R_{\min(2)}$ 也是 16km（能成像的最大距离）。此计算结果说明：目标距雷达在 16km 以外时，雷达对该目标不能成像侦察。



4.7 本章小结

成像雷达是 20 世纪后期发展起来的一种新型雷达。它在距离分辨率和方位分辨率上都获得提高，使原本只能获得的一个点的目标，现在能把外形分辨出来。例如一架飞机，原来只能显示一个亮点，而成像雷达则可以显示出飞机的外形。

成像雷达现在较为普遍的是星载成像和机载成像，用于进行地图测绘、灾害报警、军事侦察等。对雷达对抗而言，越是在军事上应用广、用途大，越要抓紧研究对抗它的手段和对策。经过理论分析和实验证明：对成像雷达可采用瞄频噪声压制干扰，如同干扰脉冲压缩雷达一样，并不是原来人们想象的那样需要很大的干扰功率才能有效地干扰。由于预警飞机雷达采用的雷达体制大部分为脉冲压缩雷达和脉冲多普勒雷达，它所需的干扰等效功率与干扰星载成像雷达基本相同，所以可把对预警机雷达干扰机和对星载成像雷达干扰机在同一频段时设计成一个干扰机，称为“对空对天一体化一机对多制”一体化干扰机。这种干扰机具有多功能性，使用方便，经济适用，对提高干扰效果有很大好处。

现在的成像雷达应用很普遍，但只要找到了干扰成像雷达的方法，不管它改成什么雷达，都能有效地进行干扰。

第 5 章

导弹防御 系统的拦截概率





5.1 引言

人类社会所发生的战争，大致可分为冷兵器时代、热兵器时代、信息化武器时代。冷兵器时代一般是指战争所用的武器为刀、枪、棍、棒、斧、杖、钩、剑……热兵器时代是指人类自发明火药以后，利用爆炸产生的能量，驱动物体产生高速飞行的动能杀伤目标，一般是指枪、炮、炸弹、核武器等。信息化武器时代一般是指利用电子设备，对信息进行搜集、发送、传输、分选处理决策，对武器进行控制，对目标进行自动瞄准……人类对作战武器的发展是不断进行继承和发展的，如热兵器时代仍然要使用冷兵器时代的一些兵器，信息化时代仍然要继用大量热兵器时代的成果。例如，把火箭装上导引头和制导系统后，就变成了信息化武器，可以进行远距离控制，精确地自动导向目标。

各类武器的变更均有一个相互交替的过程。在冷兵器时代，两军对阵短兵相接；热兵器时代，两军对阵相互构筑工事，隐蔽对视；信息化时代，两军对阵相距较远，甚至不知对方处于何方，利用导弹向对方进行攻击和拦截，这是信息化战争的典型战例，即远距离精确打击。本章主要分析这种远距离的攻防在有电子战支持下的命中概率。



5.2 导弹攻防的过程

5.2.1 中程导弹的攻防过程

如图 5.1 所示，在导弹发射后，近程警戒雷达（配在导弹发点较近的雷达站）首先发现，导弹飞行 $T=103\text{s}$ 时，发动机关机，导弹按预定航迹飞行。然后，中程警戒雷达发现目标，导弹仍处于上升段，在 $T=178\text{s}$ 时可进行上升段拦截。导

弹飞行到 $T=246\text{s}$ 时警戒雷达向制导雷达交班。在 $T=360\sim 420\text{s}$ 时高空拦截导弹可进行拦截, 在 $T=426\sim 468\text{s}$ 时高空拦截导弹进行第二次拦截。在 $T=439\sim 507\text{s}$ 时, 低空拦截导弹进行第二次拦截。共进行四次拦截后, 如果没有击中来袭导弹, 就算拦截失败。

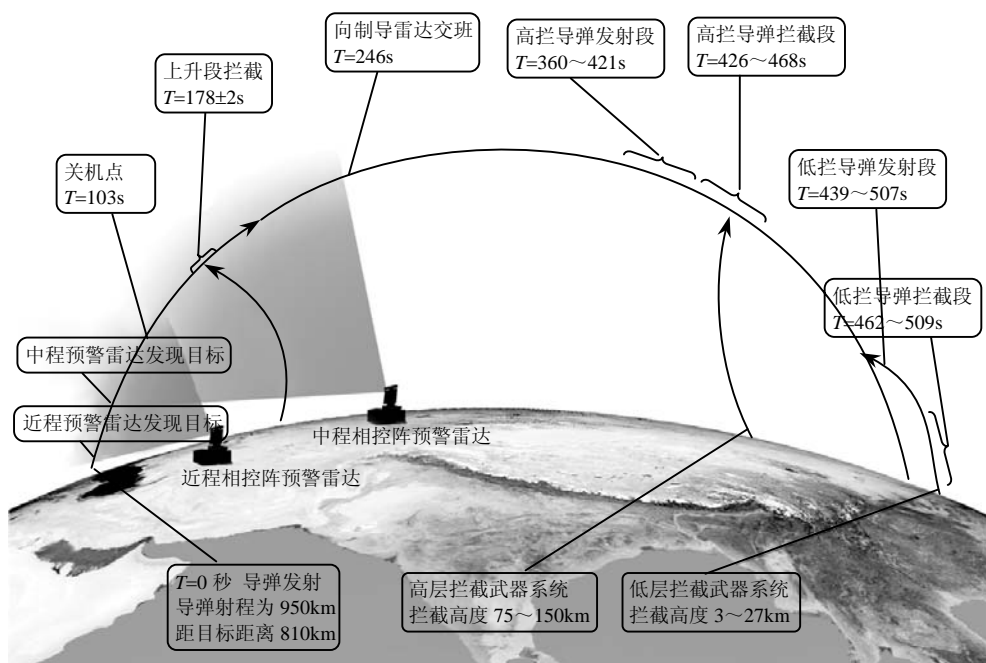


图 5.1 中程导弹攻防示意图

5.2.2 洲际弹道导弹的攻防过程

在图 5.2 中, A_1 为发射方, B_1 为防御方的御警卫星, B_5 为防御方配置在发射点附近的警戒雷达站。当 B_5 发现目标后, 可通过卫星中继站将信息实时传到防御方指挥中心, 另外也可以引导配置在导弹发射点附近的动能武器或激光武器, 在起飞段将导弹 A 拦截。由此可见, 美国在波兰和捷克配置预警雷达和反导系统目

标是很明确的。 B_1 发现导弹后也可将信息实时传到防御指挥中心，或引导防导攻击武器，在发射段对导弹进行攻击。 B_6 为配置在发射点附近的防御方反导攻击武器。 B_2 为防御方的远程警戒雷达，它对 10m^2 的目标发现距离为 4800km 。到 t_3 以后，警戒雷达将目标移交给制导雷达 B_3 ，制导雷达控制拦截武器 B_4 对目标进行拦截。

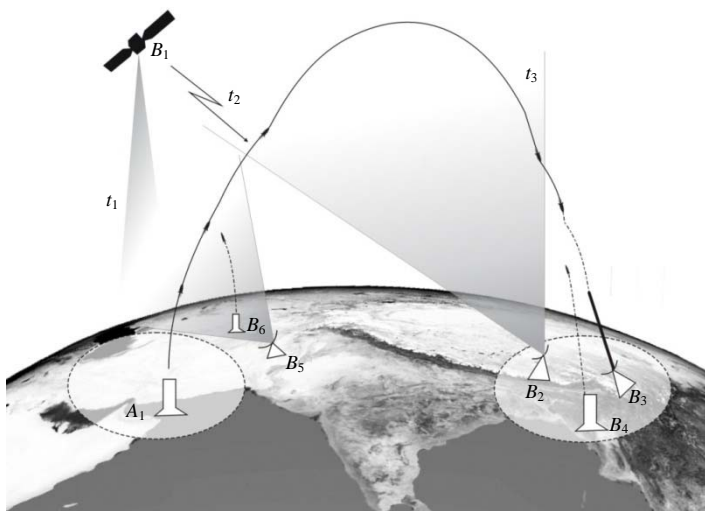


图 5.2 洲际弹道导弹攻防示意图

对导弹的拦截主要在两个区域进行，一是起飞段，二是降落段。在起飞段的拦截受到的限制更多一些。例如，目前美国在波兰和捷克部署的防导系统一是距离比较远，二是随时都有被俄罗斯摧毁的可能。如图 5.3 所示，俄罗斯离波兰最近的边界也有 700 多千米，导弹发射阵地在靠近内地配置时，相距波兰就有 1000 多千米，而距捷克还要更远一些，因此美国在波兰和捷克部署拦截武器的作用不大。



图 5.3 俄罗斯西面相邻国家示意图

由图 5.4 所示可以看出，美国的阿拉斯加距俄罗斯的乌厄连半岛最近距离约为 170km，美国的旧金山与乌厄连半岛最近距离约为 5530km。俄罗斯乌厄连半岛比较荒凉，不好部署导弹基地，阿拉斯加也没有值得攻击的要地，因此它们虽然靠得很近，也没有必要部署导弹和防导系统。真正可能部署导弹的地区在俄罗斯的东部哈巴鲁夫斯克地区，它距离美国旧金山约 8400km，距离夏威夷岛和珍珠港地区约 6900km，距离日本北海道岛约 870km，距日本东京约 1540km。



图 5.4 美国与俄罗斯最近距离示意图

5.2.3 在亚洲地区形成的威胁

美国在亚洲地区已有不少部署，形成了第一岛链和第二岛链的包围区，它的航空母舰编队也是一个可移动的作战区，如图 5.5、图 5.6 所示。图 5.5 所示为美军航母战斗群自卫系统，图 5.6 所示为目前形成的第一岛链和第二岛链的包围区。

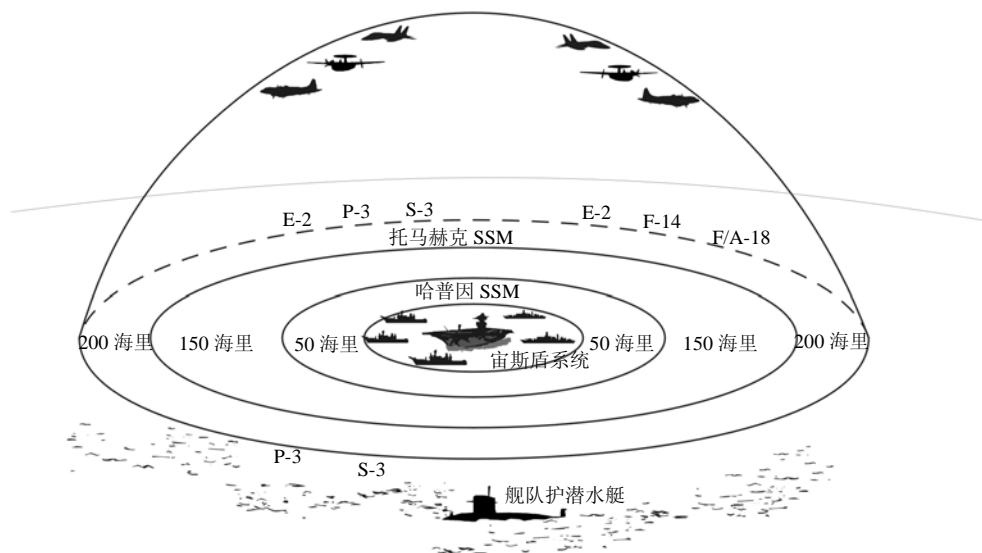


图 5.5 美航母战斗群的自卫区

如图 5.7 所示，我国的东面与朝鲜、韩国相邻，隔海与日本相邻。在太平洋对岸纬度为 $30^{\circ} \sim 50^{\circ}$ 的范围内与美国相邻，北京与旧金山均在纬度 40° 左右，相距约 10850 km，隔海相望。

我国北面与俄罗斯、蒙古相邻；西面主要与哈萨克斯坦、吉尔吉斯、巴基斯坦相接；西南主要与印度、尼泊尔相接；南面与缅甸、老挝、越南相接；东南面与菲律宾等隔海相邻。



图 5.6 第一岛链和第二岛链包围区

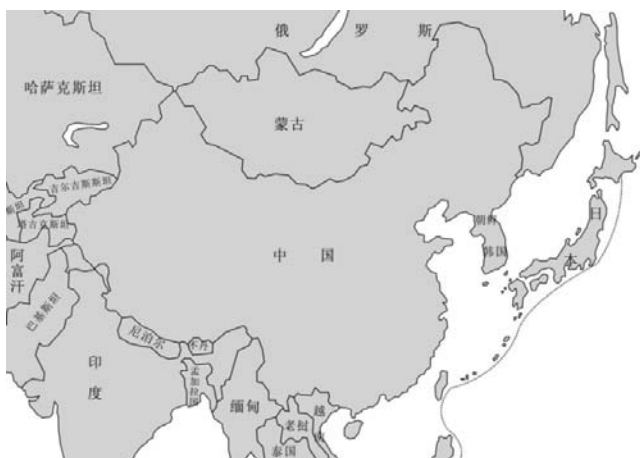


图 5.7 亚洲部分地区示意图

从图 5.7 可以看出, 面对反导系统的威胁, 必须使地、空、天组网一体化工作, 如图 5.8 所示。

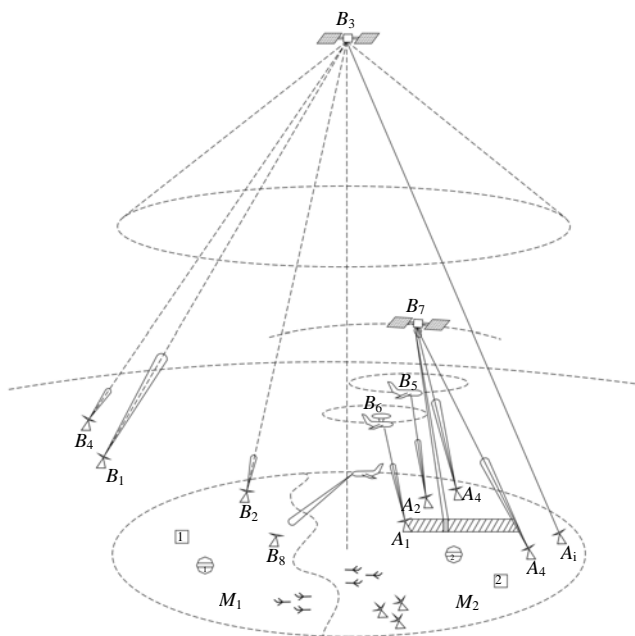


图 5.8 一机对多制地对空对天一体化干扰系统示意图

在导弹发射点布设地对空、对天一体化干扰机和空对地干扰机系统组网。图 5.8 中 B_1 、 B_2 、 B_4 为防御方布设在导弹发射点附近的通信网、数传等系统; B_3 为对方的通信卫星; B_4 为对方的通信数传接收系统; B_5 为对方的临空平台监视系统; B_6 为对方的预警机; B_7 为对方的侦察卫星; B_8 为对方的地面警戒雷达和制导雷达等。

在不受干扰时, 设在发射点附近的雷达、预警机、星载侦察、卫星通信、地面制导雷达和攻击系统对起飞段的导弹威胁很大, 在起飞段命中的概率较大。

在导弹的降落段, 国家导弹防御系统对导弹进行了多层拦截, 有海上拦截和目标保护区的高空拦截和低空拦截, 如图 5.9 所示。

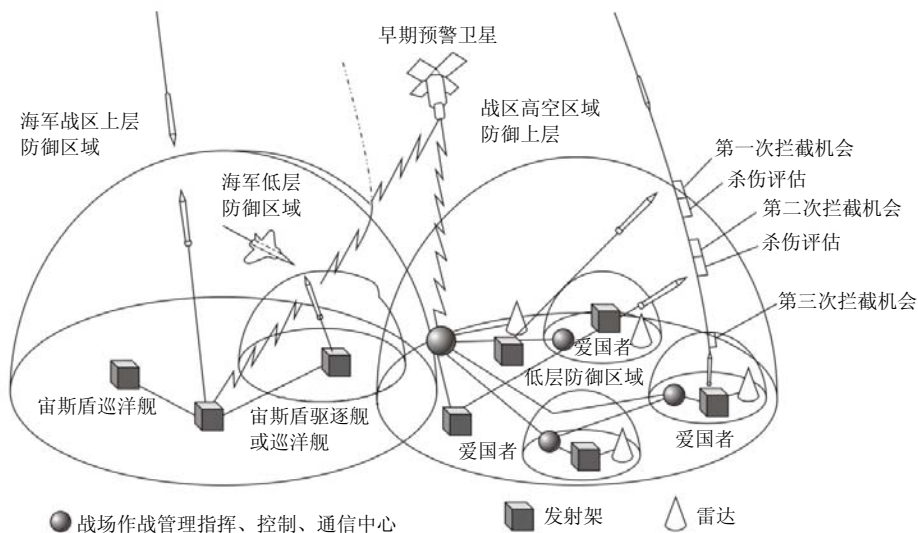


图 5.9 对末端的多层拦截示意图

如果没有对抗措施，防御方经过导弹上升端多层拦截、海面上空多层拦截、下降段高空拦截和下降段低空拦截，使其综合命中概率可达 50%。

如果有对抗措施，在导弹发射前数十秒，设在发射点附近的地对空对天一体化干扰系统对敌方卫星、预警机和通信数传设施进行全面压制性干扰；对地面警戒雷达用机载干扰机进行压制干扰。在导弹的平飞段，导弹进行多弹头分别飞行，在多弹头中有的载有对警戒雷达的干扰机，有的载有对制导雷达的干扰机，有的载有对末制导雷达的干扰机，形成对警戒、制导、末制导三种雷达的全面干扰。在这种全面综合的干扰掩护下，导弹防御系统的综合命中概率将小于 5%。



5.3 电子战支援、导弹系统进行攻击

掩护导弹攻击的干扰机包括：

- (1) 地基对空对天一体化干扰机系统;
- (2) 机载空对地干扰机系统;
- (3) 弹载多弹头无源对抗系统;
- (4) 弹载对集群导弹头掩护弹, 对地警戒雷达干扰机;
- (5) 弹载对集群弹头掩护弹, 对地制导雷达干扰机;
- (6) 弹载自卫干扰机, 对末制导雷达干扰机。

保护拦截成功的电子设备包括:

- (1) 卫星载通信数传设备;
- (2) 卫星载雷达侦察成像设备;
- (3) 机载预警雷达;
- (4) 地面警戒雷达;
- (5) 地面制导雷达;
- (6) 弹载末制导雷达等。

5.3.1 用机载干扰机干扰敌方反导系统的远程警戒雷达

现已知对方警戒雷达采用型号为 AN/APS-115 的相控阵雷达, 该系统于 1976 年开始研制, 1980 年开始投入使用, 经多次改进, 目前仍在使用。其主要性能如下。

工作频率: 420~450MHz;

作用距离: 4800km (对 $\sigma = 10\text{m}^2$);

峰值功率：582.4kW；

平均功率：145kW；

天线：双阵面平面，每阵孔径 30.6m；每阵面单元数为 2677 辐射元，其中有源单元 1792 个，无源单元 885 个；

天线增益：38.2dB；波束宽度： $2^\circ / 2.2^\circ$ （发/收）；

方位覆盖：每阵 120° ；仰角覆盖 $3^\circ \sim 85^\circ$ 。

该雷达为脉冲压缩体制，发射脉宽可达数毫秒，对它的干扰压制比取 30dB。在导弹上升段用机载干扰机掩护导弹上升，不让雷达发现。

根据干扰统一方程式 (1.6)，可以得到式 (5.1)

$$P_j G_j = \frac{K_{j\Sigma} P_t G_t \sigma R_j^2}{4\pi R^4} \cdot \frac{G_t}{G_t(\theta)} \cdot \frac{L_d}{L_j r_j K_f} \quad (5.1)$$

式中， $K_{j\Sigma}$ 是干扰压制系数，取 30dB； $P_t G_t$ 是雷达等效辐射功率，取 95.8 dB·W； σ 是被保护目标的有效反射面积，取 0.5m^2 ； R_j 是干扰飞机与雷达之间的距离，取 400km； $\frac{G_t}{G_t(\theta)}$ 是雷达天线的主/副瓣比，取 30dB； $\frac{L_d}{L_j r_j K_f}$ 取 3； R 是最小干扰距离，取 200km。

代入式 (5.1) 得：

$$P_j G_j = \frac{10^3 \times 0.3 \times 10^{10} \times 1.6 \times 10^{11} \times 0.5 \times 10^3 \times 3}{12.6 \times 16 \times 10^{20}} = 2.8 \times 10^4 \text{ W (44.5dB} \cdot \text{W)}$$

机载干扰机可以实现。

反导系统中的制导雷达采用 AN/MPQ-53 雷达。

该雷达工作频率为 C 波段 (4~6GHz)，多功能相控阵雷达，天线阵面有 516

个单元，是直径为 2.4m 的圆形阵。其主要参数如下。

工作频段：C 波段；

扫描范围：方位 $\pm 60^\circ$ ；

脉冲峰值功率：数百千瓦；

平均功率：数十千瓦。

根据统一干扰方程，干扰压制系数取 20dB， $P_t G_t = 90\text{dB} \cdot \text{W}$ ； σ 取 0.5m^2 ； R_j 取 250km； R_{\min} 取 50km； $\frac{G_t}{G_t(\theta)}$ 取 30dB； $\frac{L_d}{L_j r_j K_f}$ 取 3。

代入式 (5.1) 得：

$$P_{j1} G_{j1} = \frac{10^2 \times 10^9 \times 10^{11} \times 0.5 \times 10^3 \times 3}{12.6 \times 6.25 \times 10^{18}} = 53\text{dB} \cdot \text{W}$$

用机载干扰机，这个指标也不难实现。

5.3.2 用地基对空对天干扰机干扰敌方机载和星载预警雷达

采用一机对多制对空对天一体化干扰系统，经计算需干扰等效功率为 $70\text{dB} \cdot \text{W}$ ，这个干扰等效功率对于干扰而言不难实现。

5.3.3 用弹上干扰机干扰敌方制导雷达

弹载对地 AN/APS-115 的干扰机等效功率计算如下。

取干扰压制系数为 25dB， $P_t G_t = 95.8\text{dB} \cdot \text{W}$ ， σ 取 0.3m^2 ， R_j 取 400km， $\frac{G_t}{G_t(\theta)}$ 取 1， $\frac{L_d}{L_j r_j K_f}$ 取 2。代入式 (5.1) 算得：

$$P_{j2}G_{j2} = \frac{3 \times 10^2 \times 0.3 \times 10^{10} \times 0.3 \times 3}{12.6 \times 1.6 \times 10^9} = 16 \text{ dB} \cdot \text{W}$$

弹载干扰机可以实现。

弹对地 AN/MPQ-53 的干扰机等效功率计算如下。

取干扰压制系数为 20dB, $P_l G_l = 90 \text{ dB} \cdot \text{W}$, σ 取 0.3 m^2 , R_j 取 50 km , $\frac{G_t}{G_t(\theta)}$ 取

1, $\frac{L_d}{L_j r_j K_f}$ 取 3。代入式 (5.1) 得:

$$P_{j3}G_{j3} = \frac{10^2 \times 10^9 \times 0.3 \times 3}{12.6 \times 25 \times 10^8} = 5 \text{ dB} \cdot \text{W}$$

弹载干扰机可以实现。

弹对末制导雷达干扰等效功率计算如下。

工作频率为 X 波段, 天线增益为 35 dB, 发射机功率为 50kW, 最小干扰距离为 1000m, 被保护有效反射面积为 0.3 m^2 , $K_j = 2$, 代入式 (5.1) 得:

$$P_{j4}G_{j4} = \frac{2 \times 3 \times 10^3 \times 50 \times 10^3 \times 0.3 \times 3}{12.6 \times 1^2 \times 10^6} = 13 \text{ dB} \cdot \text{W}$$



5.4 反导系统的拦截概率计算

设反导系统的命中概率为 η :

$$\eta = (1 - e^{\theta_M/2\sigma_P})(1 - e^{\theta_L/2\sigma_M})(1 - e^{\theta_w/2\sigma_L}) \quad (5.1)$$

式中, θ_w 为末制导雷达半功率点波束宽度, 为 1° ; θ_M 为警戒雷达半功率点波束宽度, 为 1.1° ; θ_L 为跟踪雷达半功率点波束宽度, 为 0.5° ; σ_P 为警戒雷达对目标的测量精度, 为 0.5° ; σ_M 为跟踪雷达的角跟踪精度, 为 0.15° ; σ_L 为末

制导雷达的跟踪精度，为 0.2° 。

下面分 7 种情况计算它的命中概率。

(1) 反导系统未受干扰的命中概率：

$$\eta_1 = (1 - e^{-1.1})(1 - e^{-1.66})(1 - e^{-3.3}) = 50.6\%$$

(2) 警戒雷达受干扰，使其测角误差大于 2° ，跟踪雷达和末制雷达未受干扰：

$$\eta_2 = 0.25 \times 0.8 \times 0.66 = 19.2\%$$

(3) 末制导雷达受干扰，使跟踪误差大于 2° ，跟踪雷达和警戒雷达未受干扰：

$$\eta_3 = 0.66 \times 0.8 \times 0.218 = 11.5\%$$

(4) 跟踪雷达受干扰，使跟踪误差大于 2° ，末制导雷达和警戒雷达未受干扰：

$$\eta_4 = 0.66 \times 0.115 \times 0.96 = 7.2\%$$

(5) 警戒雷达受干扰，跟踪雷达受干扰，使其误差大于 2° ，末制雷达未受干扰：

$$\eta_5 = 0.25 \times 0.115 \times 0.96 = 2.7\%$$

(6) 跟踪雷达受干扰，末制导雷达受干扰，使其误差大于 2° ，警戒雷达未受干扰：

$$\eta_6 = 0.66 \times 0.115 \times 0.218 = 1.65\%$$

(7) 警戒雷达、跟踪雷达、末制导雷达均受干扰，使误差均大于 2° ：

$$\eta_7 = 0.25 \times 0.115 \times 0.218 = 0.6\%$$

上述计算结果见表 5.1。

表 5.1 计算结果

序 号	θ_W	θ_M	θ_L	σ_P	σ_M	σ_L	$\sigma(i)$
1	1°	1.1°	0.5°	0.5°	0.15°	0.2°	50.6%
2	1°	1.1°	0.5°	2°	0.15°	0.2°	19.2%
3	1°	1.1°	0.5°	0.5°	0.15°	2°	11.5%
4	1°	1.1°	0.5°	0.5°	2°	0.2°	7.2%
5	1°	1.1°	0.5°	2°	2°	0.2°	2.7%
6	1°	1.1°	0.5°	0.5°	2°	2°	1.65%
7	1°	1.1°	0.5°	2°	2°	2°	0.66%

如果反导系统在导弹上升段拦截两次，在中间平飞段拦截两次，在下降段高空拦截两次，在下降段低空拦截两次，每次拦截使警戒雷达、跟踪雷达、末制导雷达均受到干扰，使其误差均大于 2°，每次拦截的概率为 0.6%，8 次拦截概率综合起来小于 5%。由此可见综合电子战在对抗反导系统时的作用。



5.5 本章小结

虽然这种分析仅仅是一个计算结果，没有实际的试验数据。但是，从几次局部战争中的实战统计数据中可以看出，在海湾战争中，“爱国者”反导系统实战的命中概率为 9%，这是没有任何有源干扰的数据；在越南战争中，地对空导弹对飞机的命中概率（统计数据）在没有干扰时为 14%，在有干扰时仅为 1.4%；在海湾战争中，美国共计发射导弹和巡航导弹 2500 多枚，击中目标者也就是二三十枚，命中概率约为 1%。本分析由于反导系统采取了多次拦截的措施，使它的综合拦截概率在有干扰的条件下约为 5%，还是有参考价值的。而美国宣称其反导系统拦截概率可达 90% 以上，这并没有实际依据。我们用客观的定量分析说明“反导系统”

并没有大的作用。

下面引自《俄罗斯真理报》2009年8月14日的文章：《美国反导系统：本世纪最昂贵的假货》。

美国反导系统一直是美俄关系中的一大障碍，它有可能被证明是本世纪最昂贵的假货。美国物理学家声称，目前还没有能力保证该系统能起到防御作用。他们在美国总统奥巴马访问俄罗斯前就此事向他发出警告。

美国总统在访问俄罗斯的前几天收到了20位著名物理学家（包括10位诺贝尔奖获得者）联名写给他的信，这些参加了数百个军事项目的科学家敦促奥巴马放弃在东欧部署美国反导系统的计划。

他们写道：这些导弹没有经过合适的测试，在模拟实战情况下也没有展示出预计的能力。这些科学家认为拟议中的反导系统并不能在真正受到攻击时保证起到防御作用。

美国麻省理工学院科学技术和国际战略学教授西奥多·波斯托尔说，早在1997年在代码为“IFT-1A”的测试后，创建数个反导区的计划就失败了。那年，从太平洋某军事基地发射了11个目标：1个为目标导弹，10个为假目标（热气球），目标识别系统被证明无法区分气球和弹道导弹。

1999年10月进行的另一次测试也以失败告终。五角大楼不得不承认拦截导弹再次击中了一个气球。

2000年1月，一枚拦截导弹由于传感系统故障未能击中目标。这位科学家补充说，同样的情况在2001年和2007年再次出现。

美国军事当局知道这次测试的负面结果。然而，为了证明新反导系统有效，军方设计了一个骗局。

首先，军方发射了2个目标而非11个目标：1个目标导弹和1个气球。在拦截导弹未能击中这个目标导弹后，五角大楼决心作假。

此外，在最近的测试中，假目标的尺寸和温度数据都被输入了拦截导弹的控制程序。这样做也未能起作用。

这位科学家指责五角大楼失职和无能。而当他见到美国国防部助理部长们时，他才注意到他们甚至没有意识到导弹防御局发生的事情。

美国目前根本就没有反导系统。尽管布什政府曾计划在阿拉斯加部署64枚拦截导弹，后来却决定只部署30枚。斯伯托尔说，既然美国军事机构对拦截导弹的可靠性都没有信心，那么就应该对其他所有拦截导弹进行测试。

斯伯托尔对记者说，物理学家们尚未收到白宫的回信。科学家们认为奥巴马政府不太可能匆忙回复他们。导弹防御局的官员和华盛顿的高层政治家们似乎意识到他们自己陷入了困境。

第 6 章

新型战机的 电子设备对抗



本章将简述新型战机上主要电子设备的性能和用途。论述了用超视距雷达可以对付战机的隐身性能，可以监视其在中国东海和南海的活动；用自卫机载干扰机可以有效干扰战机的雷达和侦察系统；用新型“一机对多制”防空电子战系统可以有效进行地对空支援和干扰、干扰战机的地图测绘成像雷达、干扰其对地重要目标的引导攻击、干扰其对地面活动目标的跟踪监视。

对于新型战机上的新型多功能电子设备，用地面“一机对多制”新型多功能电子设备产生的干扰效果，就和普通地对空干扰设备对普通机载电子设备的干扰效果一样。由于新型地对空防空电子战系统的存在，就能使敌方的新型电子设备不能发挥应有的作用，这就达到了电子战设备应有的作用。



6.1 新型战机上的雷达对抗——干扰有效区和干扰暴露区

6.1.1 新型战机进驻冲绳地区对我国的威胁

最近美国在东北亚地区和中国南海地区活动频繁，最新型战机进驻日本冲绳地区。核潜艇和航空母舰也在这些地区参加军演，展示实力。

从自身考虑，应如何对抗新型战机上的电子设备，使它们变成“聋人”和“近视眼”。如何对付“战斧”巡航导弹，使它不能有效命中目标，这就是我们研究雷达及干扰的目的。

下面介绍一些新型战机上的电子设备，根据这些设备的性能和参数，对它实施电子对抗应起的干扰效果进行分析，并提出应对的建议。

6.1.2 新型战机上主要电子设备的性能

新型战机的设计和作战原则是“先敌发现，先敌摧毁”，战机上装有多种电子

设备。

其中多功能相控阵雷达具有多种工作方式，可以进行远距离搜索、全向中距搜索、单目标和多目标跟踪、中距离空中导弹引导攻击，进行弹道修正、群目标分离，以及近距离进行低截获搜索。

雷达的扩展功能包括：可进行空/地合成孔径雷达地图成像，地面目标跟踪，对地面设置的信标台进行探测，用于保证导弹修正和武器投放。

新型战机的相控阵雷达兼有雷达、干扰、通信等功能，其干扰是从有源相控阵的 T/R 组件中分出一部分阵元来实施干扰，采用经典的速度门拖引和距离门拖引欺骗干扰技术。

机载相控阵雷达的主要参数如下。

工作频率：8~12GHz；

电扫描范围：方位角为 $\pm 90^\circ$ ，机动空域为 $30^\circ \times 20^\circ$ ，垂直扫描为 $10^\circ \times 20^\circ$ ；

发射机输出峰值功率： P_a 为20kW；

天线是相控阵，直径1m，阵元约2000个，天线增益为36dB，副瓣最低电平为-50~-40dB；

发射脉宽约为50 μ s；压缩后脉宽为0.2 μ s；天线波束宽度为 $2^\circ \times 2^\circ$ ；

探测距离：波束地图测绘为148km；多普勒探测为18.5km、37km或74km；移动目标指示为74km；

边测距边速度搜索：296km（迎头），可对地面或海上目标进行跟踪（如汽车、坦克、舰船和跑道上滑行的飞机等）。

新型战机的另一个重要装备是机载侦察设备，它是一种无源电子设备，可以侦测到460km外的辐射源；空域覆盖范围为 360° ，对前方区域可以提供方位和



让“千里眼”变成“近视眼”——信息战中的雷达对抗

仰角数据；可以引导空中反辐射引导进行攻击；在适当时可以引导雷达进行低功率工作；可以将有源和无源获得的数据，通过数据链进行数据传输协调，将数据进行融合，传给最合适攻击的战机。

新型战机上还装有拖曳式诱饵欺骗干扰器和红外干扰诱饵弹，同时也可以进行导弹逼近告警。

总之，在新型战机上装有：

(1) 机载相控阵多功能雷达，具有有源探测、干扰、通信等成像功能和捷变频、捷变脉冲波形等干扰功能；

(2) 机载无源侦察系统，可以进行雷达告警、电子支援、精密对辐射源定位、搜索与跟踪辐射源，其测向精度可达 0.1° ；

(3) 箔条/红外投放器；

(4) 导弹逼近告警器；

(5) 综合通信、导航、敌我识别和干扰系统。

先进战机还具有隐身能力，其等效面积为 0.01m^2 。

新型战机是集隐身、有源探测、无源告警、定位、通信、干扰、数传等新技术于一体的典型战机，它可以深入敌后阵地进行攻击，为后续机群的攻击扫清障碍。但是，我们可以用新型防空电子战系统（一机对多制干扰机系统）对新型战机的电子设备实施有效干扰，使之不能发挥应有的作用，用综合防空的力量削弱它。



6.2 利用米波雷达和超视距雷达对新型隐身飞机进行告警

新型隐身飞机的等效反射面积与雷达工作频率有很大关系，具体见表 6.1。

表 6.1 隐身飞机的等效反射面积与雷达工作频率的关系

	VHF	UHF	L	S	C	X	Ku
某型号准隐身战斗机	6~10m ²	4~6 m ²	0.4~1.2 m ²	0.4 m ²	0.4 m ²	0.4 m ²	0.4~0.8 m ²
某型号隐身强击机	7~75 m ²	1~7 m ²	0.1~1 m ²	0.02~0.1 m ²	0.02 m ²	0.02 m ²	0.02~0.1 m ²

新型战机的隐身功能基本与某型号的隐身强击机类似，超视距雷达的工作频率为 5~30 MHz, 比 VHF 还低。新型战斗机对超视距雷达的等效反射面积还要大，因此超视距雷达和米波雷达能够发现新型隐身飞机。

为了覆盖从南海到东北亚地区第一岛链和第二岛链的广大区域，可布设 7 部超视距雷达。每一部超视距雷达方位角在 60° 范围内，距离为 3000km 以内，如图 6.1 所示，图中的斜线区为每部超视距雷达的有效探测区。

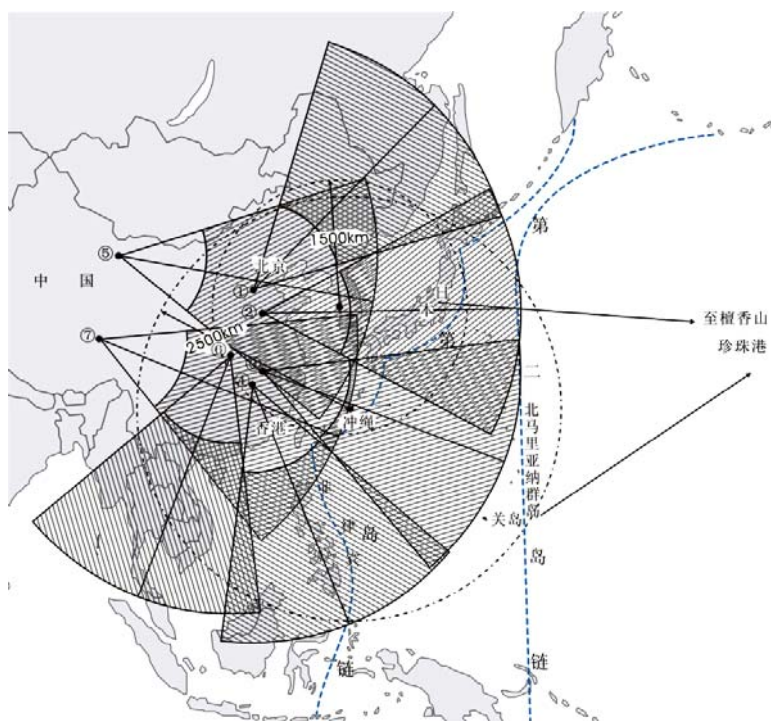


图 6.1 由 7 部超视距雷达组成的对第一、二岛链入侵目标监视示意图

这样就可以用超视距雷达和米波雷达解决探测隐身飞机的问题。



6.3 对机载新型相控阵雷达的干扰

6.3.1 对机载新型相控阵雷达的自卫干扰

自卫干扰方程如下：

$$P_j G_j = \frac{K_{j\Sigma} P_t G_t \sigma K_l}{4\pi R_{t\min}^2 K_f L_j K_h} \frac{1}{K_f L_j K_h} \quad (6.1)$$

式中， $K_{j\Sigma}$ 是对脉冲压缩雷达所需的干扰压制系数。

$$K_{j\Sigma} = (D)^{0.8} = \left[\frac{50}{0.2} \right]^{0.8} \approx 20\text{dB}$$

取 $P_t = 20\text{kW}$ ； $G_t = 4 \times 10^3$ ； $\sigma = 2\text{m}^2$ 。

K_l 为发射馈线损耗； K_f 为接收机带宽与发射干扰频谱宽度比； K_h 为干扰极化损耗； L_j 为干扰馈线损耗；取 $\frac{K_l}{K_f L_j K_h} \approx 2$ ；取 $R_{t\min}$ 为 2km。

将参数代入式（6.1）得：

$$P_j G_j = \frac{10^2 \times 2 \times 10^4 \times 4 \times 10^3 \times 2}{12.6 \times 4 \times 10^6} = 317\text{W}$$

取干扰发射机功率为 100W；发射天线增益为 6dB；方位波束宽 120° ；仰角波束宽 40° 。

以前对机载雷达自卫干扰距离最小为 500m；这里取对新型战机的相控阵雷达的最小干扰距离为 2km。这主要是因为新型雷达的脉冲能量增大了（ $50 \times 10^{-6} \times 20\text{kW} =$

1J), 而以前的雷达脉冲能量较小 ($0.5 \times 10^{-6} \times 50 \text{ kW} = 25 \text{ mJ}$)。雷达脉冲能量增大了, 而干扰机等效功率与以前的类似, 因此最小干扰暴露距离增大 (如图 6.2 所示), 这属于正常现象。

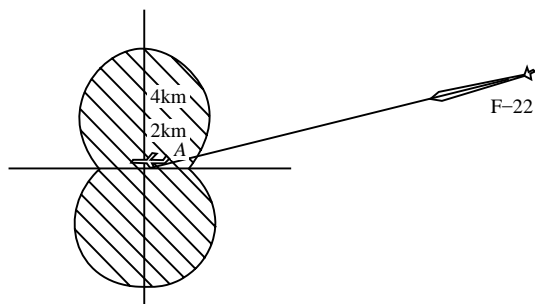


图 6.2 自卫干扰暴露区示意图

如果雷达采用捷变频, 干扰机也采用捷变频跟踪或阻塞, 这样干扰有效功率就会降低, 可使最小干扰暴露距离进一步增大。例如雷达有 10 个频率点时, 相当于干扰功率降低了 10 倍, 使干扰最小暴露距离变成 6km。

6.3.2 噪声干扰源对无源侦察系统引起的测向误差

如果雷达受干扰后, 失去精确跟踪目标能力, 新型战机会利用机上侦察设备跟踪干扰源引导反辐射导弹对目标进行攻击。这时因为侦察无源接收系统跟踪的是噪声源, 所以它的跟踪精度将会下降, 其跟踪误差角 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \frac{\theta_{0.5}}{R\sqrt{B\tau(s/n)f_r/f_n}} \quad (6.2)$$

式中, $\theta_{0.5}$ 为跟踪天线半功率波束宽度, 取 2° ; R 为一个系数, 取 1.54; $B\tau$ 为接收机带宽乘以脉宽; s/n 为噪声源的等效信/噪比; f_r 为信号重频; f_n 为伺服系统带宽。

若取 $B\tau$ 为 1; s/n 为 2; f_r 为 1; f_n 为 10, 代入式 (6.2) 得:

$$\Delta\theta = \frac{2^\circ}{1.57 \times 0.44} = 2.8^\circ$$

$\Delta\theta > \theta_{0.5}$ ，此时被动跟踪系统不能正常跟踪噪声源，因此机载侦察设备不能正常引导导弹进行反辐射攻击，自卫干扰有效。



6.4 对机载新型相控阵雷达地对空支援干扰

已知地对空干扰机的干扰等效功率为 60dB·W 或 76dB·W 两种， $K_{j\Sigma} = 20\text{dB}$ ； $P_t G_t = 80\text{dB}$ ； $\frac{G_t}{G_t(\theta)} = 42\text{ dB}$ 。

$$R_{t\min} = \left[\frac{K_{j\Sigma} P_t G_t \sigma R_j^2}{4\pi P_j G_j} \cdot \frac{G_t}{G_t(\theta)} \cdot \frac{K_l}{K_f L_j K_h} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (6.3)$$

将参数代入式 (6.3)： $\sigma = 2\text{m}^2$ ； $\frac{K_l}{K_f L_j K_h} \approx 2$ ，算得数据见表 6.2。

表 6.2 计算结果

θ	0°	4°	20°	60°	90°	180°
$\frac{G_t}{G_t(\theta)}$	1	10	6×10^3	10^4	1.4×10^4	6×10^3
$R_{t\min} (P_j G_j = 60\text{dB} \cdot \text{W}, R_j = 100\text{km})$	2.3 km	4 km	19.6 km	23 km	24.9 km	19.6 km
$R_{t\min} (P_j G_j = 76\text{dB} \cdot \text{W}, R_j = 100\text{km})$	0.92 km	1.6 km	7.8 km	9.2 km	9.9 km	7.8 km

根据表 6.2 绘制干扰暴露区，如图 6.3 所示。

图 6.3 中，A 为地对空干扰机的位置；B 为新型战机位置；C 为 A 方攻击机。当攻击机从 $\pm 20^\circ$ 方向进入时，其干扰暴露距离小于 20km；从 $\pm 10^\circ$ 方向进入时，其干扰暴露距离小于 10km。

在支援干扰暴露距离外, 攻击机 C 可以不开雷达和干扰机, 这样便于隐蔽接近敌机。在进行支援干扰暴露区时, 开雷达和干扰, 已进入格斗距离范围内, 可以充分发挥驾驶员的勇敢和技能。在这种情况下, 已经不能充分发挥新型战机的“先敌发现, 先敌摧毁”的功能, 那时胜负结果还未可知, 因此防空电子战系统还有它的用武之地。

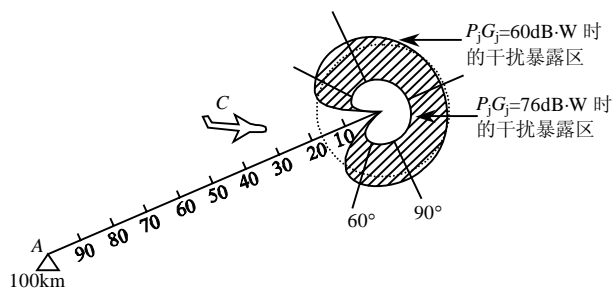


图 6.3 $R_j=100\text{km}$, 支援 A 方战机攻击新型战机时的干扰暴露区示意图



6.5 对新型机载雷达地形测绘时的干扰效果

机载 SAR 地形图像测绘工作示意图如图 6.4 所示。

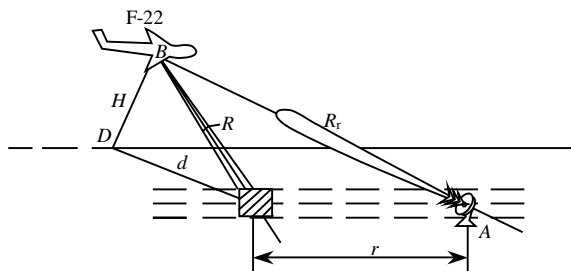


图 6.4 机载 SAR 地形图像测绘工作示意图

图 6.4 中, B 为机载 SAR; A 为干扰机位置; H 为载机高度; d 为载机投影线与测绘中心带之间的距离; R 为载机与测绘中心之间的距离; R_j 为干扰机与载机

之间的距离。

如果干扰机位置不在测像中心带，其配置示意图如图 6.5 所示。

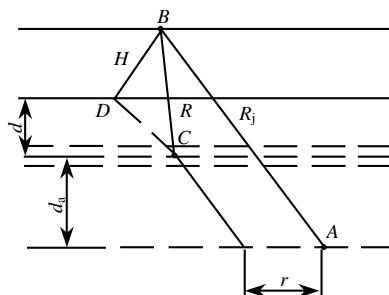


图 6.5 干扰机不在测像中心带的配置示意图

图 6.6 所示为机载雷达的天线波束示意图。图中，纵座标为天线增益相对值；横座标为天线的波宽度。

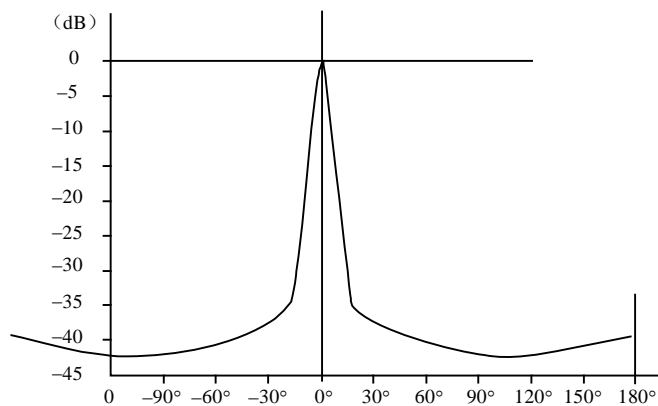


图 6.6 载机雷达天线波束图示意图

若载机雷达等效功率 $P_t G_t = 80 \text{ dB} \cdot \text{W}$ ；干扰机等效功率为 $76 \text{ dB} \cdot \text{W}$ ；取目标等效面积为 1000 m^2 ； $d = 18 \text{ km}$ ； $H = 10 \text{ km}$ ； K_{js} 为 20 dB ； $\frac{G_t}{G_t(\theta)}$ 取 4， $\frac{K_f L_j K_h}{L_d}$ 近似取 1；在 $d_a = 0$ 时，将参数代入式 (6.3)，算得 $r_1 = 40.8 \text{ km}$ 。

如果 d_a 向下移 10km; $\frac{G_t}{G_l(\theta)} = \frac{G_t(80^\circ)}{G_t(\theta)} = -40 \text{ dB}$, 其他参数不变, 代入式 (6.3)

算得 $r_2 = 29.4 \text{ km}$ 。

由于雷达天线的副瓣较低, 只能估计它的干扰有效区, 如图 6.7 所示。

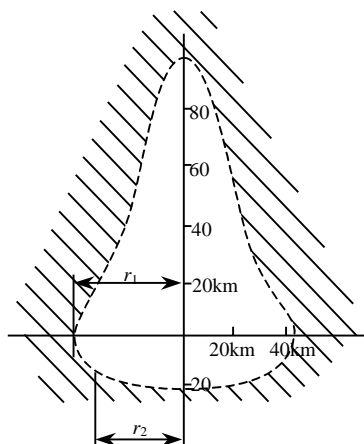


图 6.7 对新型机载相控阵雷达成像工作干扰有效区估算图 (虚线内为干扰有效区)



6.6 新型战机对地面目标攻击时的地对空干扰效果

地对空干扰机、被干扰目标、被保护目标各自位置示意图, 如图 6.8 所示。

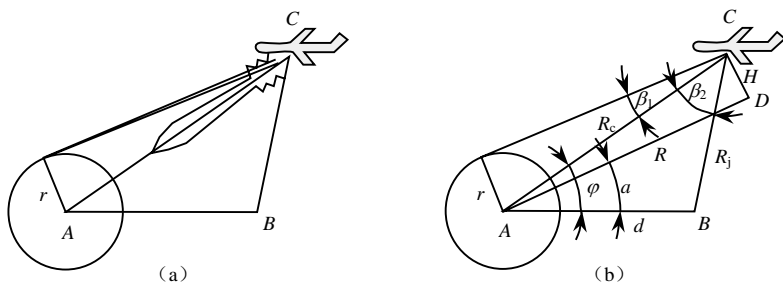


图 6.8 地对空干扰机、被干扰目标、被保护目标相对位置示意图

图 6.8 中, A 点为被保护目标中心点; B 点为干扰机位置; C 点为被干扰雷达位置; r 为被保护目标半径; d 为干扰站和被保护目标中心之间的距离; σ 为被保护目标等效反射面积; R_c 为雷达与被保护目标中心之间距离; R_j 为雷达与干扰机之间的距离; H 为载机高度; D 为载机地面投影点; R 为 R_c 在地面投影距离。

根据图 6.8 (b) 所示, 可推导出式 (6.4):

$$K_j = \frac{4\pi P_j G_j \theta_{0.5}^2 (R^2 + H^2)^2 K(\theta) K_1 K_f L_j K_a}{\sigma P_t G_t \left[R^2 + H^2 + d^2 - 2d(R^2 + H^2)^{\frac{1}{2}} \cos \alpha L_d \right]} \times \frac{1}{\left\{ \arctan \left[\frac{r}{(R^2 + H^2)^{1/2}} \right] + \arcsin \frac{d \sin \left[\arccos \left(\frac{R \cos \alpha}{(R^2 + H^2)^{\frac{1}{2}} \cos \alpha} \right) \right]}{\left[R^2 + H^2 + d^2 - 2d(R^2 + H^2)^{1/2} \cos \alpha \right]^{1/2}} \right\}^2} \quad (6.4)$$

式中, $\theta_{0.5}$ 为雷达半功率点波束宽度; $K(\theta)$ 为在近区雷达主瓣照射目标的区域降低的一个系数 (一般为 5~10); K_1 为干扰机馈线损耗系数; K_f 为雷达接收机带宽与干扰频谱宽度比值; L_j 为干扰极化损耗系数; L_a 为天线副瓣系数; L_d 为雷达发射机馈线损耗系数; α 为 φ 角在方位面投影。

如果 $R > H$, 式 (6.4) 可简化为

$$K_j \approx \frac{4\pi p_j G_j R^4}{G_t P_t \sigma R_j^2} \cdot \frac{K_f L_j K_h}{L_d} \cdot \frac{K_a \theta_{0.5}^2}{\left[\arctan \left(\frac{r}{R} \right) + \alpha \right]^2} \quad (6.5)$$

如果干扰机等效功率 $P_j G_j = 70 \text{ dB} \cdot \text{W}$; 被保护的目标半径 $r = 1 \text{ km}$; 配置距离 d

为 3km；干扰压制系数为 20dB；被保护目标等效反射面积为 1000m^2 ；干扰机的配置如图 6.8 所示，对 F-22 上的 APG-77 雷达干扰所形成的干扰暴露区如图 6.9 所示。

由于式 (6.3) 和式 (6.4) 不易直观地看出干扰效果，经理论计算，把它画成干扰暴露区，更能直观地看出干扰机在不同的配置时有不同的干扰暴露区。由此可以提醒地基干扰机的使用者更好地注意干扰机的配置使用，对干扰发挥战斗效用会起到它的作用。

同样的干扰机，用三站环形配置，所形成的干扰暴露区如图 6.10 所示。

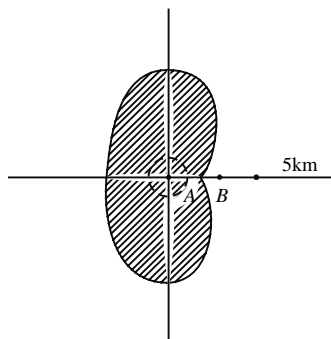


图 6.9 单部干扰站形成的干扰暴露区 ($r=1\text{km}$; $d=3\text{km}$)

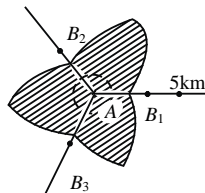


图 6.10 三站环形配置形成的干扰暴露区 ($r=1\text{km}$; $d=3\text{km}$)

图中斜线区为干扰暴露区，被保护的目标为坦克集结地、导弹发射阵地、战地指挥所等。

如果被保护的目标半径为 15km，配置距离 d 为 20km，其他参数不变，仍然是新型防空干扰机“一机对多制干扰机”，形成的干扰暴露区如图 6.11、图 6.12 所示。

由图 6.9~图 6.12 可以看出，虽然干扰机相同，被干扰的对象也相同，只是

被保护的目标半径不同，配置的距离不同而产生的干扰暴露区相差很大，约差 10 倍。因此，在使用地对空干扰系统时，要很好地根据被保护的目标状况和地形情况配置干扰机的布局。

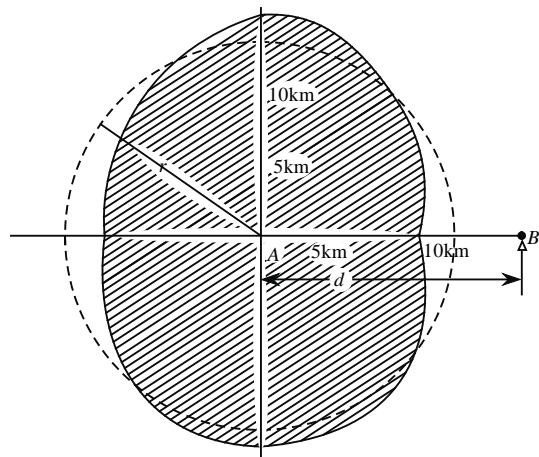


图 6.11 $r=15$ 、 $d=20\text{km}$ 时单站干扰暴露区示意图

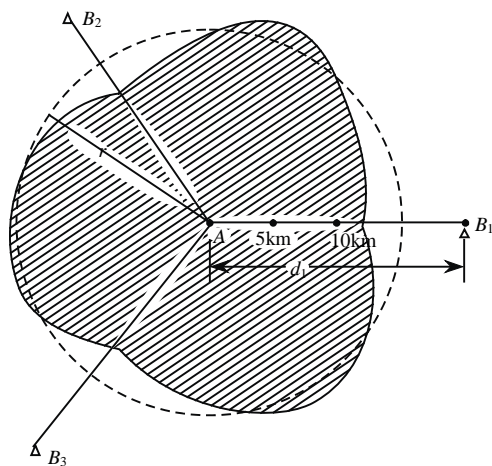


图 6.12 $r=15$ 、 $d=20\text{km}$ 时三站环形配置干扰暴露区示意图



6.7 新型机载相控阵雷达降低发射功率时的干扰效果

如果新型战机在近区为了实现低截获，将发射机功率降低（如降低 20dB）时，干扰不变，其干扰暴露区将会缩小，这对干扰效果很有利，如图 6.13、图 6.14 所示。

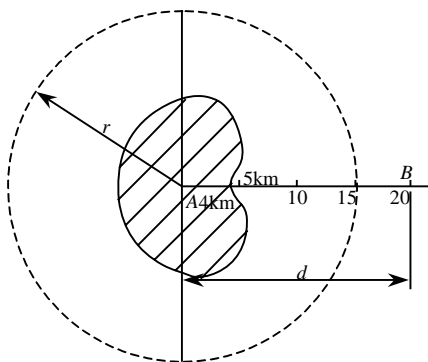


图 6.13 $r=15$ 、 $d=20$ km、单站雷达降低功率 20dB 时形成的干扰暴露区

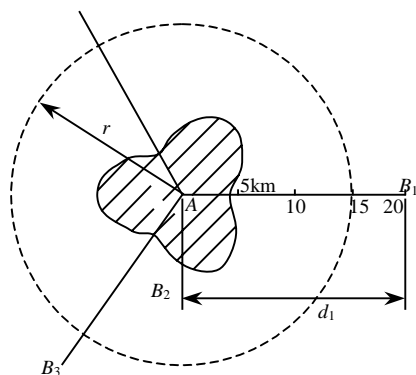


图 6.14 $r=15$ 、 $d=20$ km、三站环形配置雷达降低功率 20dB 时形成的干扰暴露区

由图 6.11～图 6.14 所示的干扰暴露区可以看出，在近距离雷达为了实现“低截获”将发射脉冲功率降低，使干扰暴露区大大缩小，约缩小 10 多倍，这对干扰很有利。由此可见新型机载相控阵雷达采用缩小功率的措施也还是有条件的，不能随便乱用。侦察设备引导导弹进行反辐射攻击，也是有很多限制条件的。

干扰暴露区是衡量干扰效果的重要评估依据,上述用“一机对多制”的新型防空电子战系统可以有效地干扰新型战机上的雷达,并能有效抑制侦察系统对导弹的反辐射攻击引导。雷达可以远距离搜索,中距离瞄准攻击,对地进行 SAR 成像,跟踪地面活动目标。这也就是说它可以常规脉冲工作、脉冲压缩工作、脉冲多普勒工作和合成孔径(SAR)成像工作。而“一机对多制”地对空对天一体化干扰系统既可以干扰常规脉冲雷达,也可以干扰脉冲压缩、脉冲多普勒和合成孔径雷达,是多功能雷达遇上多功能干扰机,正是一物降一物。雷达可以捷变频、捷变脉冲波形,“一机对多制”干扰机也可以干扰捷变频雷达。不过“一机对多制”干扰机比雷达还多了一手,它可以对抗捷变极化的抗干扰雷达,而雷达还没有捷变极化抗干扰的措施。

在新型战机上,虽然有雷达、通信干扰机多用途设备,但从具体数据来看效果还不算强,容易抗掉。

新型机载相控阵雷达的射频脉冲能量约 1J,比以前的机载雷达的脉冲能量增加约 40 倍(16dB),天线增益又增加 6dB,它的等效能量增加了 22dB。根据干扰方程,雷达脉冲能量增加了多少倍,要想达到原有的干扰效果,干扰机等效功率也得增加相同的量。因此,以前的地对空干扰机,一般等效功率为 50dB·W,而这里分析干扰暴露区时,等效干扰功率用的是 70dB·W。

新型战机上还增加数据链进行飞机之间数据传输,以减少其他雷达的开机。因此,在对新型战机的地对空防空电子战系统中,还应包括对通信数据链的干扰、对导航系统的干扰等。



6.8 本章小结

新型战机上的雷达已改成多功能工作体制,如果要适时有效地对它进行干扰,干扰机必须改成多功能,“一机对多制”,用多功能的新型防空电子战系统去应对多功能的新型机载电子设备,才能立于不败之地。

第 7 章

对超视距 雷达的干扰有效区





7.1 概述

“先进雷达”目前尚未看到明确的定义，作者认为它的含义应该包括三种类型的雷达：第一种是在新体制雷达的基础上将其性能指标提高或改善。体制新、指标高，就构成了一种“先进雷达”。第二种是超远程雷达，能探测数千公里范围内的目标，已超过“千里眼”的作用，也可称为“先进雷达”。第三种是天波超视距雷达，探测距离远，一般探测范围达 1000~3000km，而且能有效探测隐身飞机，因此也可称为“先进雷达”。

新体制雷达包括脉冲压缩雷达、脉冲多普勒雷达、合成孔径雷达、相控阵雷达、捷变频雷达等。在这些雷达的基础上增大探测距离，提高雷达距离和角度分辨能力，提高雷达角跟踪精度和跟踪批量，增强对目标的识别能力和抗干扰能力，减小体积质量，增强可靠性和延长工作寿命等，这些都应该是“先进雷达”应有的性能。

从干扰角度来看，不管雷达有多么先进，仍然改变不了其固有的弱点：

(1) 不论有用还是有害的信号，只要它的工作频率在雷达的工作频带内，它都可以被雷达接收机接收。

(2) 不管雷达的信号处理多么先进，只要有害信号的幅度比有用信号的幅度大到一定的倍数，信号处理系统就不能有效提取有用信号。

(3) 雷达天线系统或相控阵天线，不管采用了什么措施，如副瓣对消、相控阵低副瓣天线等技术，雷达天线的副瓣电平都不可能为零。

鉴于雷达的这些弱点，即使是“先进雷达”，仍然是可以有效干扰的。

下面以“天波超视距雷达”为例来分析对它的干扰效果。

7.1.1 国外天波超视距雷达的发展概况

(1) 美国 AN/TPS-71 雷达: 由美国雷声公司 1984 年开始研制, 1989 年鉴定, 1993 年开始工作。

其工作频率为 $5\sim 28\text{MHz}$, 探测距离范围为 $900\sim 3000\text{km}$, 方位扇面 64° , 收/发双基地 ($92\sim 185\text{km}$), 发射机平均功率为 200kW 。

(2) 美国 AN/TPS-118 天波超视距雷达: 工作频率为 $5\sim 28\text{MHz}$, 探测距离范围为 $800\sim 2880\text{km}$, 偶极子天线, 波束宽度为 2.75° , 平均功率为 100kW 。

发射站采用相控阵天线, 高 60m , 两种频率高低不同的 16 单元偶极子对数周期天线阵列, 低频段为 $5\sim 12\text{MHz}$, 高频段为 $10\sim 28\text{MHz}$, 发射阵总口径为 366m (FPS-118 的发射天波口径为 1080m), 接收阵列由 272 对组成总口径 2.6km , 波束宽度 0.5° 。

(3) 俄罗斯 LADOGA 超视距雷达: 于 1982~1990 年研制, 工作频率为 $5\sim 28\text{MHz}$, 方位扇面 60° , 峰值功率为 $0.6\sim 1\text{MW}$; 探测距离为 $900\sim 3000\text{km}$, 测距误差为 $15\sim 20\text{km}$, 测角误差为 $1^\circ\sim 1.5^\circ$, 发现目标判决时间 $\leq 5\text{min}$, 跟踪目标数量 400 批, 分两组天线, 高、低两种, 有 8 部发射机, 总口径 220m 。

(4) 澳大利亚某雷达: 于 1974~1991 年研制成功, 探测距离范围为 $1000\sim 3000\text{km}$, 方位扇面 60° , 工作频率范围为 $6\sim 26\text{MHz}$, 发/收双站相距 100km , 平均发射功率为 560kW 。

7.1.2 天波超视距雷达的基本工作原理

天波超视距雷达是通过地球高层电离层对电波的折射产生超视距探测目标。太阳辐射和粒子碰撞产生地球高层的大气电离, 电波传播主要受电子浓度的分布影响。电离层的折射能够超视距地照射地面, 从而形成远距离照射, 电波频率越

低，要求的密度梯度越小。由于太阳辐射和粒子碰撞是不间断的，所以电离层不会完全消失，超视距雷达就能够不断地持续工作。

天波超视距雷达探测目标示意图如图 7.1 所示。

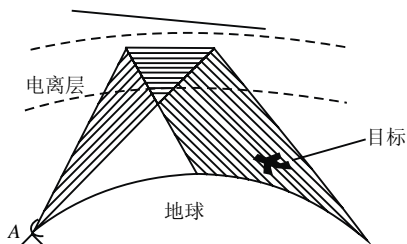


图 7.1 天波超视距雷达探测目标示意图

天波超视距雷达探测目标的有效范围如图 7.2 所示。

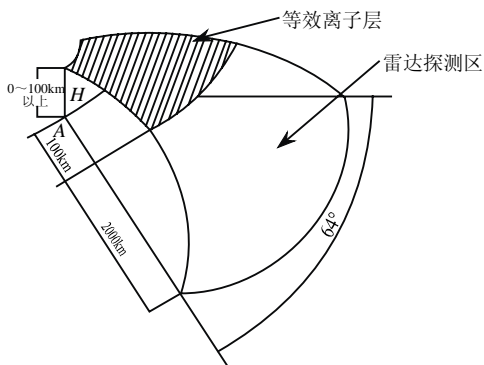


图 7.2 天波超视距雷达探测目标有效范围示意图

天波超视距雷达方程如下：

$$P_r = \frac{P_{av} G_t G_r \sigma_t \lambda^2}{(4\pi)^3 R_p^4} \cdot L_s \cdot L_p \cdot T_c \quad (7.1)$$

式中， R_p 是雷达射线距离（m）； P_{av} 是雷达发射机平均功率； G_t 是雷达发射天线

增益; G_r 是雷达接收天线增益; σ_t 是目标散射截面积 (m^2); λ 是雷达工作波长 (m); T_c 是相干积累时间 (s); L_s 是雷达设备损耗系数; L_p 是电离层传播路径损耗。

能够适应天波超视距雷达工作的频率范围为 $5\sim 30\text{MHz}$, 为适应电离层的时变性, 天波超视距雷达要随时改变频率。 G_t 、 G_r 是工作波长的函数, λ 、 L_p 是距离和时间的函数。由此可见, 参数间的依赖关系是多元的。

σ_t 是目标散射截面积, 是频率、极化、姿态的函数, 特别是随工作频率变化较大。相干积累时间 T_c 受波束扫描驻留时间的限制, 也不能太大。

天波超视距雷达收到干扰信号的功率 P_N 为

$$P_N = \frac{P_j G_j}{4\pi R_{jp}^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_r(\theta) \cdot L_{js} L_{jp} T_{jc} \quad (7.2)$$

式中, $P_j G_j$ 是干扰等效辐射功率; R_{jp} 是干扰机至雷达的射线距离; λ 是干扰机的工作波长; $G_r(\theta)$ 是雷达接收副瓣电平; T_{jc} 是干扰积叠; L_{js} 是干扰机设备损耗系数和极化损耗系数; L_{jp} 是干扰信号电离层传播损耗; K_{jp} 是干扰压制比。

$$K_{jp} = \frac{P_N}{P_r} \quad (7.3)$$

将式 (7.1) 和式 (7.2) 代入式 (7.3) 得:

$$K_{jp} = \frac{P_N}{P_r} = \frac{\frac{P_j G_j \lambda^2 G_r(\theta) T_{jc} \Delta F_o}{(4\pi)^2 R_{jp}^2 L_s \cdot L_p}}{\frac{P_{av} G_t G_r \sigma_t \lambda^2 T_c \Delta f_o}{(4\pi)^3 R_p^4 L_{js} L_{jp}}} \quad (7.4)$$

化简得:

$$K_{jp} = \frac{4\pi P_j G_j R_p^4}{P_{av} G_t R_{jp}^2 \sigma_t} \cdot \frac{G_r(\theta)}{G_r} \cdot \frac{T_{jc} L_{js} L_{jp} \Delta F_o}{T_c L_s L_p \Delta f_o}$$

干扰所需的等效功率为

$$P_j G_j = \frac{K_{jp} P_{av} G_t R_{jp}^2 \sigma_r}{4\pi R_p^4} \cdot \frac{G_r}{G_r(\theta)} \cdot \frac{T_c L_s L_p}{T_{jc} L_{js} L_{jp}} \cdot \frac{\Delta f_o}{\Delta F_o} \quad (7.5)$$

式(7.5)中,对天波超视距雷达的干扰方程基本与对脉冲雷达的干扰方程类似。

式中, $P_j G_j$ 是干扰所需的干扰等效功率; K_{jp} 是干扰压制系数; G_t 是发射天线增益; P_{av} 是雷达发射机平均功率; σ_r 是目标等效反射面积; R_p 是目标至雷达间所走的距离; $\frac{G_r}{G_r(\theta)}$ 是干扰机对准方向上的雷达天线增益,主瓣增益/副瓣增益比例;

$\frac{T_c}{T_{jc}}$ 是雷达接收回波信号时间和接收干扰时间的积叠比; $\frac{L_s}{L_{js}}$ 是雷达接收回波信号的

极化和干扰信号的极化损耗比值; $\frac{L_p}{L_{jp}}$ 是雷达的馈线损耗和大气传播损耗与干扰的馈

线损耗和大气传播损耗的比值; $\frac{\Delta f_o}{\Delta F_o}$ 是雷达接收机带宽和干扰信号频谱宽之比值。



7.2 对天波超视距雷达的自卫干扰

对“天波超视距雷达”自卫干扰的示意图如图 7.3 所示。自卫干扰就是将干扰机装在被保护的目标上。

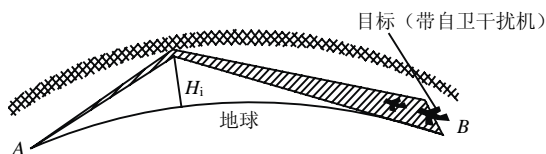


图 7.3 自卫干扰机干扰天波雷达示意图

假设超视距雷达的发射机功率为 300kW, 天线增益为 30dB, 工作频率为 5~30MHz, 方位扇面 60°, 接收天线增益为 35dB, 收/发天线双基地配置。

根据式 (7.5), K_{jp} 取 10, $R_{jp}=R_p$, $\frac{G_r}{G_r(\theta)}=1$, 在干扰条件下 $\frac{T_c}{T_{jc}}=10$, L_{js} 取 0.5, L_{jp} 取 0.2, L_s 取 0.5, L_p 取 0.1, $\frac{\Delta f_o}{\Delta F_o}=0.3$, $\sigma_t=100\text{m}^2$, $R_{pmin}=1000\text{km}$ 。

将参数代入式 (7.5) 得:

$$P_j G_j = \frac{10^2 \times 300 \times 10^3 \times 10^3 \times 10^2}{4\pi(1 \times 10^6)^2} \cdot \frac{0.5 \times 0.2 \times 0.3}{0.1 \times 0.3 \times 0.5} = 500(\text{mW})$$

取干扰发射机功率为 1W, 发射天线方位为 360° , 仰角为 45° , 增益为 1, 单架带自卫干扰机的飞机可掩护分布在 $45 \times 45 = 2100\text{km}^2$ 至 18900km^2 范围内的机群, 自卫干扰机的干扰天线可与飞机的机身和机翼相结合制作。



7.3 对天波超视距雷达的分布掩护式干扰

对天波超视距雷达进行分布掩护式干扰, 如图 7.4 所示。

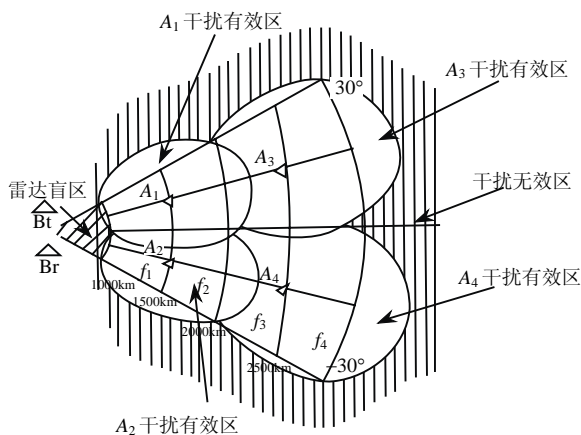


图 7.4 对天波超视距雷达进行分布掩护式干扰的示意图

用 20 个干扰站分成不同区域、不同频段分区干扰, 如图 7.5 所示。

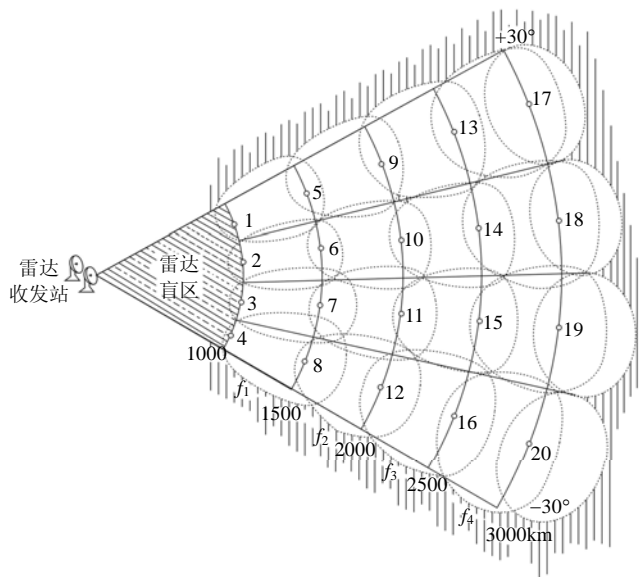


图 7.5 将超视距雷达探测区用 20 个干扰站分区干扰的示意图

图 7.5 中虚线区内是各个干扰站的有效干扰区，每个干扰站的等效干扰功率取 10W，接收机灵敏度取 $-90\text{dB}\cdot\text{W}$ ，每个干扰站都是可移动式，相邻的干扰站相互有重叠。每部干扰机的频段可分成 5~10MHz、10~20MHz、20~30MHz，根据实际侦察的情况而定。

$$K_{jp}=100, \quad P_{av}=300\text{kW}, \quad G_t=1000, \quad \sigma_t=100\text{m}^2, \quad \frac{G_r}{G_r(\theta)}=1000 \quad (\pm 20^\circ),$$

$$\frac{T_c L_s L_p}{T_{jc} L_{js} L_{jp}} \cdot \frac{K_f}{L_{jN}} \text{取} 2, \quad R_p = 1000 \text{ km}。$$

将参数代入式 (7.5) 得：

$$\begin{aligned} P_j G_j &= \frac{K_{jp} P_{av} G_t R_{jp}^2 \sigma_t}{4\pi R_p^4} \cdot \frac{G_r}{G_r(\theta)} \cdot \frac{T_c L_s L_p}{T_{jc} L_{js} L_{jp}} \cdot \frac{K_f}{L_{jN}} \\ &= \frac{100^2 \times 300 \times 10^3 \times 10^3 \times 4 \times 10^{12} \times 100^2 \times}{12.6 \times 10^{24}} = 2000\text{W} \end{aligned}$$

选取干扰发射机功率为 50W，发射天线增益为 1（方位角 360°，仰角 45°），干扰接收机的工作灵敏度 P_{jr} 为

$$P_{jr} = \frac{P_{av} G_r(\theta)}{4\pi R_{jp}^4} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_j \cdot L_s \cdot L_p \quad (7.6)$$

将 P_{av} 取 300kW， $G_r(\theta)$ 取 1， λ 取 10m， G_j 取 1， L_s 取 0.5， L_p 取 0.1， R_{jp} 取 3000km，代入式（7.6）得：

$$P_{jr} = \frac{300 \times 10^3 \times 1 \times 10^2 \times 0.2 \times 0.1}{1.5 \times 10^2 \times 9 \times 10^{12}} = -99(\text{dB} \cdot \text{W})$$

从计算分析可以看出，对自卫干扰机所需的干扰等效功率约为 0.5W，对掩护式干扰机所需的干扰等效功率约为 2000W，接收机工作灵敏度约为 -91dB·W，干扰机需要对载频快速瞄频，这些技术目标都可以实现。



7.4 对天波超视距雷达的干扰机的组成

对天波超视距雷达的干扰机的组成原理框图如图 7.6 所示（注：如果 4 部干扰机组阵效果不佳，还可以用 20~30 部干扰机组阵干扰，如图 7.5 所示）。

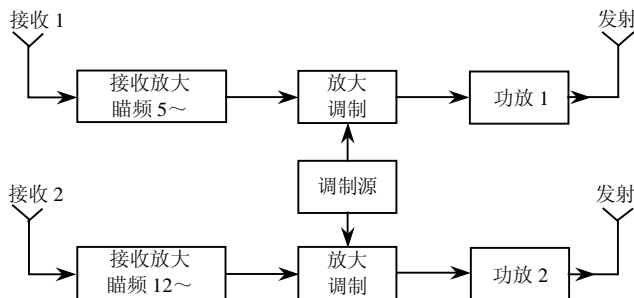


图 7.6 对天波超视距雷达干扰的干扰机组成原理框图



7.5 本章小结

天波超视距雷达有许多优点，它探测距离远、区域大，还可以发现隐身飞机，但是它仍然存在着无线电设备不可克服的弱点，即：

- (1) 在不同频带内的干扰信号仍然能进入雷达接收机；
- (2) 只要干扰信号的幅度比有用信号的幅度大到一定倍数，信号处理设备就不能从有用信号和干扰信号的混合体中提取有用信号；
- (3) 雷达天线的副瓣比较大，更容易从副瓣进行干扰。

所以对超视距雷达进行有效干扰还是可以实现。

第 8 章

双基地雷达的 接收设备在哪里



本章将分析双基地雷达在有视线距离限制的条件下的有效探测区，具体计算了双基地雷达的收、发站距离不同时，其探测区下降的比例不同。分析认为双基地雷达的收发站距离为 $\frac{1}{4}r_T$ 左右为宜，否则起不到双基地雷达应有的效果或探测有效区损失太大。如果收发站距离 $L = r_T$ ，其有效探测区降低 63.2%；如果 $L = 2r_T$ ，双基地雷达基本探测不到目标。

本章还将分析和计算对双基地雷达的支援干扰和自卫干扰。其干扰发射机不需要发生大的变化，只是把干扰发射天线波束适当变宽，即可有效地干扰双基地雷达。综观双基地雷达，它花的代价大，结构复杂，测量参数误差增大，而能起的抗干扰效果却不很明显。预计双基地雷达并不是雷达发展的重要方向。



8.1 概述

双基地雷达是指把雷达的发射机和发射天线与接收机、接收天线和处理系统分成两个站进行配置，对目标定位的原理和单基地雷达类似，但更为复杂。要求发射机、目标、接收机成三角形才能获得目标的距离。

在雷达刚开始用于军事目的时，英、美、法、苏联和日本的早期雷达就都采用双基地雷达，使用连续波发射机。早期的双基地雷达的许多技术都是通信技术。其工作频率一般为 25~80MHz，主要探测的目标是飞机。在 1938 年收/发开关的发明实现了收/发共用一个天线。这种只有一个天线的单基地体制雷达极大地扩展了雷达的用途，特别适用于飞机、舰船和地面机动部队，使双基地雷达的研究处于停滞阶段。

出于对抗有源干扰的需求，双基地雷达在 20 世纪 70 年代后又得到了重视。

在 2010 年信息学术年会上，人们提出了双基地雷达的接收机应在什么位置、

怎么找到它、怎样对它进行有效的干扰等问题。本章将对双基地雷达的干扰效果和干扰所需的等效功率等有关问题进行分析。

双基地雷达的距离方程的推导和单基地雷达的距离方程的推导完全相同。双基地雷达的最大作用距离为

$$(r_T r_R)_{\max} = \left[\frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma_B F_T^2 F_R^2}{(4\pi)^3 K T_s B_n \left(\frac{S}{n}\right)_{\min} L_T L_R} \right]^{1/2} \quad (8.1)$$

式中, r_T 为发射机至目标的距离; r_R 为接收机至目标的距离; P_T 为发射机功率; G_T 为发射天线功率增益; G_R 为接收天线功率增益; λ 为工作波长; σ_B 为双基地雷达目标截面积; F_T 为发射机至目标的方向图传播因子; F_R 为接收机至目标路径的方向图传播因子; K 为波耳兹曼常数; T_s 为接收机噪声温度; B_n 为接收机检波前的滤波器带宽; $\left(\frac{S}{n}\right)_{\min}$ 为检波所需的信噪功率比; L_T 为发射系统损耗 (>1); L_R 为接收系统损耗 (>1)。



8.2 收/发站的配置距离与降低探测区比例的关系

发射机的最大视线距离为

$$r_R = 130(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_T}) \quad (8.2)$$

接收站的最大视线距离为

$$r_T = 130(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_R}) \quad (8.3)$$

式中, h_1 为目标高度; h_R 为接收天线高度; h_T 为发射天线高度。

地面雷达的探测距离受地球曲率半径的影响, 只能在视线距离内探测目标。



收、发站的配置距离 L 也受到视线距离的影响, 如图 8.1 所示。

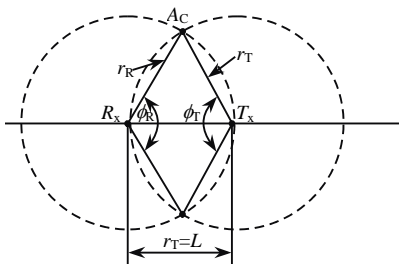


图 8.1 双基地雷达收、发站公共覆盖区示意图

图中, A_C 为公共覆盖区, 它的表达方程为

$$A_C = \frac{1}{2} \left[r_R^2 (\phi_R - \sin \phi_R) + r_T^2 (\phi_T - \sin \phi_T) \right] \quad (8.4)$$

式中, ϕ_R 和 ϕ_T 为

$$\phi_R = 2 \arccos \left[\frac{r_R^2 - r_T^2 + L^2}{2r_R L} \right] \quad (8.5)$$

$$\phi_T = 2 \arccos \left[\frac{r_T^2 - r_R^2 + L^2}{2r_T L} \right] \quad (8.6)$$

如果收/发天线的架设高度为 10m, 目标高度 10km, 下面计算在不同的收、发配置距离时, 双基地雷达比单基地雷达探测区的降低比例。

目标高度 h_t 为 10km, 接收天线高度 h_R 为 10m, 发射天线高度 h_T 为 10m, 将参数代入式 (8.2) 或式 (8.3), 则 $r_R = 130(\sqrt{10} + \sqrt{\frac{1}{100}}) = 424\text{km} = r_T$ 。

(1) 如果收发站的配置距离 $L \geq 2r_R$, 则双基地雷达无交汇区, 雷达不能发现目标, 探测区降低 100%。

(2) 如果 $L = r_T$ (或 r_R), 如图 8.2 所示, 双基地雷达有交汇区, 代入式 (8.5),

可算得 ϕ_R 和 ϕ_T 为

$$\phi_R = 2 \arccos \left[\frac{L}{2r_R} \right] = 120^\circ = \phi_T$$

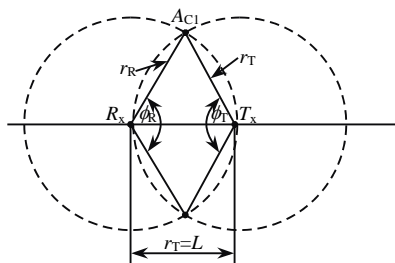


图 8.2 在 $r_T = L$ 时, 双基地雷达的交汇区示意图

将交汇区 A_{C1} 代入式 (8.4) 得:

$$A_{C1} = 1.14 r_R^2$$

比单基地雷达探测区降低的比例为 $\frac{(\pi - 1.14 r_R^2)}{\pi r_R^2} = 63.2\%$ 。

(3) 如果 $L = \frac{1}{2} r_R$, 双基地雷达交汇区如图 8.3 所示。

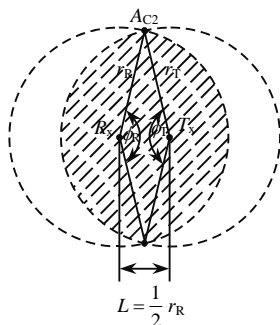


图 8.3 在 $L = \frac{1}{2} r_R$ 时, 双基地雷达交汇区示意图

将参数带入式 (8.5), 得 $\phi_R=150^\circ$ 。将参数带入式 (8.4), 得 $A_{C2}=2.05 r_R^2$, 比单基地雷达探测区降低的比例为 $\frac{\pi-2.05}{3.14}=34.7\%$ 。

(4) 如果 $L=0$, 单基地雷达探测区为 πr_R^2 。

(5) 如果 $L=\frac{1}{4}r_R$, 双基地雷达交汇区如图 8.4 所示。将参数代入式 (8.5), 算得 $\phi_R=166^\circ$, $A_{C3}=2.58 r_R^2$ 。比单基地雷达探测区降低的比例为 $\frac{\pi-2.58}{\pi}=17.8\%$ 。

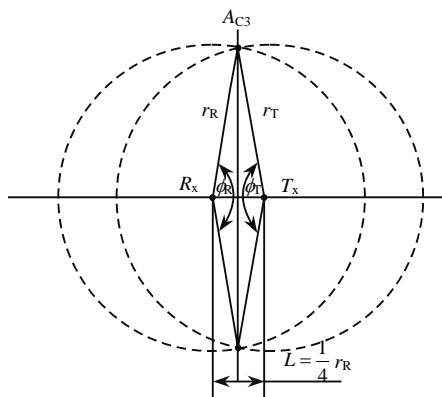


图 8.4 在 $L=\frac{1}{4}r_R$ 时, 双基地雷达交汇区示意图

根据分析计算, 双基地雷达探测区比单基地雷达的探测区小, 其减小的比例与收、发站配置的距离 L 有关, 具体数据见表 8.1。

表 8.1 收/发站配置距离与探测区降低比例的关系

收/发站配置距离 L	0	$\frac{1}{4}r_R$	$\frac{1}{2}r_R$	r_R	$2r_R$
探测区降低比例	0%	17.8%	34.7%	63.2%	100%

根据表 8.1 可以绘制双基地雷达收/发配置距离与探测区降低的比例曲线, 如图 8.5 所示。

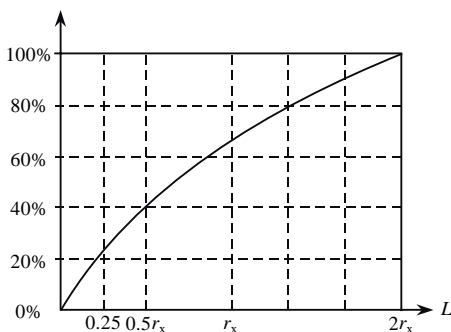


图 8.5 收/发站配置距离与降低探测区比例的关系曲线



8.3 双基地雷达接收机的位置与干扰效果

地面双基地雷达的收/发站的距离应选择在 $\frac{1}{4}r_R$ 左右较为合理。例如，当雷达站的视线距离为 400km 时，收/发站的距离选在 100km 较为合适。如果选择在 200km，即使在没有干扰时，它的探测区也会降低 34.7%；如果选择在 300km，还没有受干扰，它的探测区就降低了 50%，这对雷达的工作很不利。

假设双基地雷达收、发站的配置距离为 100km。干扰飞机的侦察设备可以单站侦察获得干扰机与雷达发射站的距离 R_j ，干扰飞机把 R_j 选在 300km 左右，干扰发射机功率没有变，仍为 30dB·W，如图 8.6 所示，下面分析这种情况下它对双基地雷达的干扰暴露区。

在这种情况下，干扰机天线的波束宽度 $\theta_{j0.5} = 2\arctan\left(\frac{L}{R_j}\right) = 36^\circ$ ，干扰天线增

益为 12dB，发射机功率为 30dB·W。

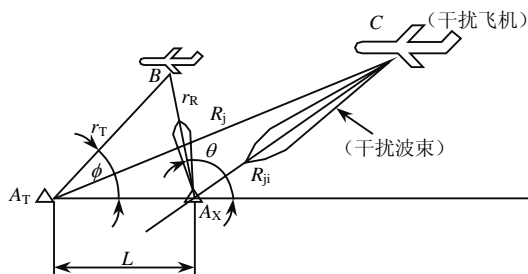


图 8.6 双基地雷达与飞机支援干扰示意图

对双基地雷达的干扰方程为

$$K_{jnr} = \frac{4\pi P_j G_j r_R^2 [r_R^2 + L^2 - 2r_R L \cos(180^\circ - \theta)]}{P_T G_T \sigma_B R_{ji}^2} \cdot \frac{G_R(\theta)}{G_R} \cdot \frac{F_j^2 L_j K_f}{F_T^2 F_R^2} \quad (8.7)$$



8.4 双基地雷达的支援干扰暴露区

【例 1】设 $P_i=1\text{MW}$, $G_i=40\text{dB}$, 发射脉宽 $\tau=40\mu\text{s}$, 压缩后脉宽 $\Delta\tau=0.25\mu\text{s}$, 工作频率为 S 波段, 最大视线距离 $L_{\max}=400\text{km}$, $\sigma_B=3\text{m}^2$, $K_{jNr}=30$,

$$\frac{G_R(\theta)}{G_R} = K \left[\frac{\theta_{0.5}}{\theta} \right]^2, \quad P_j G_j = 50\text{dB} \cdot \text{W} \text{ 或 } 42\text{dB} \cdot \text{W}.$$

若 L (收发站的距离) $=100\text{km}$ 、 $R_j=300\text{km}$, 算得 R_{\max} 干扰暴露距离 (在不同值 θ 时), 取 $\frac{F_j^2 L_j K_f}{F_T^2 F_R^2} = 1$. 在 $\theta=0^\circ$ 时, 求得 $r_{R(1)}=16\text{km}$ 或 90km ; 或 $\theta=90^\circ$ 时, 求得 $r_{R(2)}=90\text{km}$ 或 144km .

若 $L=200\text{km}$ 、 $R_j=300\text{km}$, 其他参数不变, 在 $\theta=0^\circ$ 时, 求得 $r_{R(1)}=3\text{km}$ 或 4.8km ; 在 $\theta=90^\circ$ 时, 求得 $r_{R(2)}=115\text{km}$ 或 184km .

为了更加直观, 把两种干扰绘制成有效探测区和干扰有效区示意图, 分别如

图 8.7、图 8.8 所示，供从事雷达和雷达干扰或对雷达对抗感兴趣的人参考。

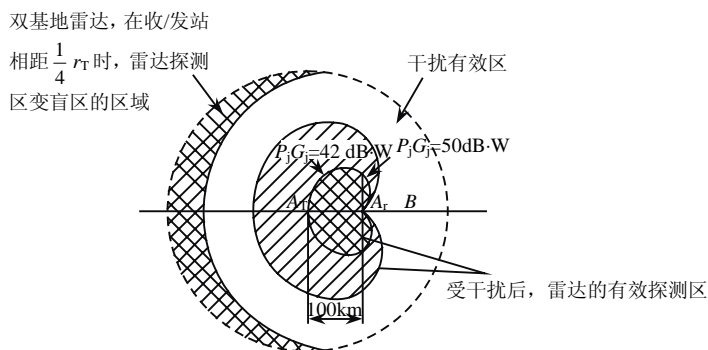


图 8.7 收、发站相距 100km 时，双基地雷达的探测区示意图

雷达为单基地时，其有效探测区为 πR_T^2 ；雷达为双基地，收/发站相距 $\frac{1}{4}r_T$ 时，其探测区降低 17.8%；在受干扰飞机干扰时，其探测区降低了 80% 以上（与单基地比）。

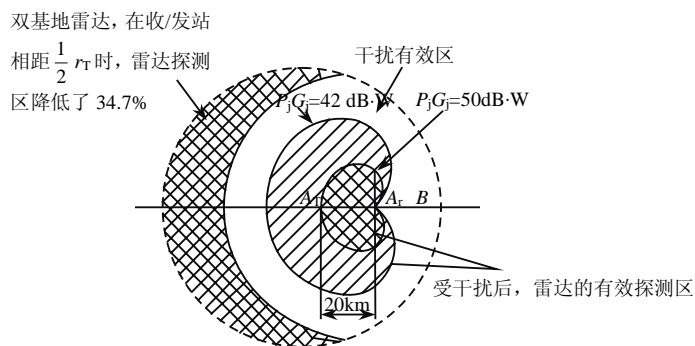


图 8.8 收、发站相距 200km 时，双基地雷达的探测区示意图

收/发站相距 $\frac{1}{2}r_T$ 时，雷达的有效探测区降低 34.7%；受干扰后，其探测区降低了 80% 以上（与单基地比）。



8.5 对双基地雷达自卫干扰暴露区

图 8.9 所示为对双基地雷达的自卫干扰示意图。

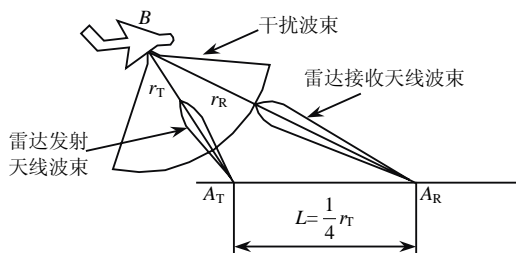


图 8.9 对双基地雷达的自卫干扰示意图

图 8.9 中, A_T 为雷达发射机位置; A_R 为雷达接收机位置; B 为被探测的目标; L 为雷达收发站配置距离。对自卫干扰时, 干扰方程式 (8.8) 可写成:

$$K_{jni} = \frac{4\pi P_j G_j r_T^2}{P_T G_T \sigma_B} \cdot \frac{F_j^2 L_j K_f}{F_T^2 F_R^2} \quad (8.8)$$

【例 2】雷达参数与【例 1】相同, 只是 $P_j G_j = 30\text{dB} \cdot \text{W}$, 将参数代入式 (8.8), 算得干扰暴露区半径为 8.4km。如果 $P_j G_j = 20\text{dB} \cdot \text{W}$, 将参数代入式 (8.8), 算得干扰暴露区半径为 26.6km。

为了更能直观地了解干扰效果, 可绘制干扰暴露区, 如图 8.10 所示。



8.6 对双基地雷达低空目标探测区

双基地雷达收、发站配置相距 100km, 对高度为 150m 的目标和 150m 以下的目标探测区为零, 如图 8.11 所示。而单基地雷达对 150m 的目标可发现距离为

50.3km, 可见双基地雷达对低空目标的发现区域很小。

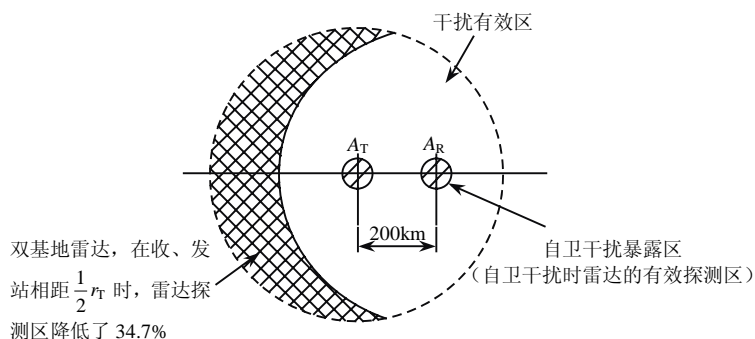


图 8.10 自卫干扰对双基地雷达干扰示意图

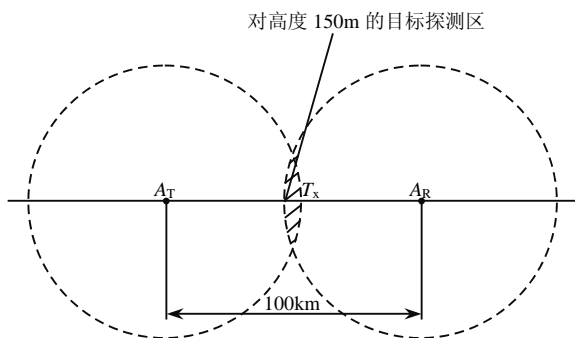


图 8.11 对低空目标双基地雷达探测区示意图



8.7 本章小结

雷达最初发明时, 就是双基地雷达, 使用有许多不便; 后来经过人们的不断改进, 才变成单基地雷达, 得到多方推广应用。近年来由于抗干扰等原因, 人们又把单基地雷达变成双基地或多基地雷达。双基地雷达虽然有抗干扰等优点, 但缺点也很明显, 在有视线距离限制时, 双基地雷达有如下弱点:

- (1) 双基地雷达构架比较复杂，测量数据比较复杂，且误差较大。
 - (2) 双基地雷达在正常工作的条件下，就比同类的单基地雷达损失许多探测区，而且随着收、发距离的增大，其探测区损失比例越大。
 - (3) 由于双基地雷达的收、发站距离不能分得太大，所以干扰站只要把干扰天线波束适当变宽，就可以有效地干扰双基地雷达。另外，双基地雷达对抗反辐射导弹攻击基本无效，是反辐射导弹主要打击的辐射源。
 - (4) 双基地雷达对探测低空目标很不利，必须配置多部发射站和接收站才能有较好的效果，这又增加了双基地雷达的复杂性。
 - (5) 双基地雷达的接收机在干扰波束 ($\alpha \times \beta$) 角的立体角波束内。如果干扰飞机距雷达发射站 200km，飞机高度为 10km，雷达发射站与接收站相距 100km，那么雷达接收站就在干扰波束 ($20^\circ \times 50^\circ$) 的立体角内。
- 综上所述，双基地雷达并不是雷达发展的重点方向。但是否如此，还需进一步观察。

第 9 章

新概念武器 在信息战中的应用





9.1 高功率微波武器与微波炉的概念

现代化的高科技局部战争，首先是指挥与控制战，以争夺电磁谱控制权与使用权为主要目标的电子战将处于核心地位。美军参谋长联席会议曾十分强调电子攻击、定向能攻击和自我防护问题，定向能武器（包括激光和高功率微波）将在战争中发挥重要作用。

由于军用电子系统在现代战争中的重要性及其自身的易损性在迅速增长，世界各主要国家都在寻求大规模摧毁、干扰军用电子系统的途径。高功率微波武器因为固有的优越性成了最有吸引力的手段之一，受到了各国的高度重视。但是由于技术上的困难，目前高功率微波器件的输出功率与能量离用做大规模的破坏还差3~5个数量级。作为一个过渡阶段和中间应用，美国和前苏联都是由需求牵引，逐步过渡到微波能武器。各国专家都意识到高功率微波技术与常规电子技术结合互补是高功率微波武器发展的重要方向之一。

早在20世纪90年代初就已有专家组对高功率微波武器总体概念进行了研究，他们深入地分析了微波能武器的原理与可能的作战方式，客观地评价了进展与困难，提出了发展高功率微波的思想与技术途径。经过这几年对强力干扰机的研制，我们认为发展高功率微波武器应该根据需求牵引，分阶段实现高功率微波能武器。

高功率微波能武器对器件损伤的机理基本有两种：一种是强微波产生的热能把器件损伤；另一种是强脉冲产生的电磁拉力使器件损伤。特别是现在大量使用的晶体集成电路，其能承受的热能和电磁脉冲的冲击力比电子管电路小得多，所以现在大量使用晶体管集成电路的设备较容易被高功率微波能武器损伤。

当然，高功率微波武器与普通家用微波炉是有很大区别的。微波炉主要是用热效应把食物加热、烤熟。而把电子器件损坏与把食物烤熟所需的能量有很大差

别。一般的电子器件，如晶体混频器、二极管、线性集成电路等，只要每平方厘米微焦耳级的能量就可以使它损坏。而烤熟一只鸡，需要每平方厘米焦耳级的功率。两者需要的能量差数百万倍。既然微波炉需要如此大的微波功率，那么使用微波炉，对使用人员有无危害呢？

微波炉输出的微波功率为 1 千瓦量级的连续波，它在被烧烤物周围形成的功率密度约为几十瓦/平方厘米。在微波炉的周围还有一层保护壳，使它泄漏到外面的功率密度小于 $10\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 。微波对人体的安全照射密度约为几十微瓦/平方厘米。因此只要正确地使用操作微波炉，那就是安全的。微波的生物效应，在数秒量级连续波照射下： $20\text{mW}/\text{cm}^2$ 时，感到有些发热；瓦级/平方厘米时，有刺疼感； $20\text{W}/\text{cm}^2$ 时，可以烧伤； $60\text{W}/\text{cm}^2$ 时，可以致死。

有些微波炉厂家为了确保微波炉的使用安全，附带了一个微波告警器。在使用微波炉时，如果离微波炉太近，有些位置微波功率密度若超过 $10\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ，告警器就会发出告警声音，让你稍微离远点。一般情况，在微波炉工作时，离微波炉中心 1m 左右是安全的。

高功率微波使电子器件损伤，主要是靠场效应产生一种电磁拉力使器件损伤。高功率脉冲微波源的脉宽为 $100\sim 200\text{ns}$ ，有的是单个脉冲，有的是重频几十赫兹～100 赫兹，脉冲功率达吉瓦量级。这个高功率微波脉冲源加至一个高增益天线辐射出去，可产生 $140\sim 150\text{dB}\cdot\text{W}$ 的等效功率，可在数十公里远处使电子设备的器件损伤，不能正常工作。

微波干扰和高功率微波武器这两种设备产生的效果不同，一般情况下微波干扰是使电子设备受干扰后不能正常地发现有用信号或识别真假信号。一旦去掉干扰，电子设备又恢复正常工作。通常把这种微波效应称为微波干扰效应。而高功率微波加至电子设备后，会使它不能正常工作，但这种微波去掉后，设备也不能再正常工作，需要进行修复或更换器件后才能正常工作。通常把这种效应称为高

功率微波武器效应。

其实高功率微波武器使用的微波能量并不见得很高。例如，一个高功率微波脉冲源的脉冲宽度为 100ns，重频为 10Hz，峰值功率为 10GW。它的微波能量为 $100 \times 10^{-9} \times 10 \times 10^9 = 1000\text{J}$ 。一部大功率干扰机的连续波功率为 1000W，它的微波能量也是 1000J。这两种设备虽然消耗的能量接近，但是效果却不同。高功率微波武器会使设备损伤，不经修复不能正常工作，而干扰机只能起到干扰和扰乱作用。所以高功率微波武器越来越引起军事家们的关注。但是高功率微波武器装备庞大，高压要数十千伏至数百千伏，脉冲电流需数百千安，发射天线面积达数十平方米，制作困难，移动不便。而干扰机用的电压仅几千伏，电流几安培，发射天线只占几平方米，制作容易，移动灵活方便。这两种设备各有各的优点和缺点。因此，它们还是应并行发展，根据需求进行研制。高功率微波武器对移动平台上的电子设备攻击效果较好。例如对于机载电子设备或无人机载电子设备，用高功率微波武器攻击它一次，若能成功，这次飞行就将结束，等返航修好了再来。而干扰机干扰期间飞机设备工作不正常，干扰去掉后，它又能正常工作。特别是对于卫星电子设备，若它遭到高功率微波攻击，使卫星上的电子设备不能正常工作，那么这颗卫星就将报废。而如果用导弹攻击卫星，将会产生大量碎片，造成空间污染。由此可见，高功率微波武器的发展有着巨大的吸引力。

大功率的雷达在某种情况下也具有高功率微波武器的功能。例如，某种大功率雷达的等效辐射功率为 95dB·W，脉冲宽度为 50μs，在 50m 远处可产生 $10\text{W}/\text{cm}^2$ 的脉冲功率密度。这个功率密度可使飞行在该区域内的麻雀因为微波功率产生的生物效应不能飞行而落地，不过一般没有生命危险，休息一会就可以再飞行。其实大家也不必担心，不论研究雷达的，还是研究大功率干扰机的，或是研究高功率微波的工作者，在研制这些设备时，都会确保在操作人员工作位置的微波功率密度小于 $10\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ，比微波对人体有害影响的数值小于 100 万倍，所以是保证安全的。但是要特别注意，在观看大功率雷达、大功率干扰机和高功率微波设备

时一定不要站在这些设备的天线前面，以防受到伤害。



9.2 微波能武器的一些损伤能力

微波能武器对检波器的损伤效应见表 9.1。

表 9.1 微波能武器对检波器的损伤效应

脉 宽	脉冲个数	峰值功率 (dBm)	损伤情况	性能变化	备 注
24 ns	单次	>70 66 55.6 36	击穿短路 严重击穿 击穿 无损伤	不能正常检波 检波输出下降 50% 小信号性能不变，大信号输出下降	烧毁 烧毁 反压<0.1V
670 ns	单次	48.6	严重击穿	检波输出幅度下降 40~50%	反压<0.1V
100 ns	100Hz (1~100) kHz	47.6 46	击穿 击穿	检波幅度下降 50%	
1 μs	10Hz	43 45 47	击穿 击穿 击穿短路	检波幅度下降 5% 检波输出幅度下降 30% 失去检波能力	

微波能武器对混频器的损伤效应见表 9.2。

表 9.2 微波能武器对混频器的损伤效应

脉 宽	重 频	注入峰值功率 (dBm)	压制无信号时间 (ns)	波形影响时间 (ns)	备 注
30 ns	单次 2CV ₃ A	13.2 29 42 46	200 460 1100 损伤击穿	600 1200 5200	
30 ns	单次 2CV ₉ A	28.5 36	500 1300	750 1500	
670 ns	单次 2CV ₉ A	17 30.4	980 500	1270 15000	





让“千里眼”变成“近视眼”——信息战中的雷达对抗

续表

脉 宽	重 频	注入功率 (dBm)	损伤情况	性能变化	备 注
20 ns	100Hz	47.1	信号幅度下降 50%		
24 ns	单次	67.1	严重击穿	中频输出下降 60%	
670 ns	2CV ₃ A	53.8	击穿短路	无中频输出	
24 ns	单次	73.4	短路无输出	无输出	
670 ns	2CV ₃ C	41.4	短路		
24 ns	单次	73.2	击穿短路	无中频输出	
670 ns	2CV ₉ C	42.4	击穿	输出下降 50%	

微波能武器对计算机和人员损伤的功率量级见表 9.3。

表 9.3 微波能武器对计算机和人员损伤的功率量级

序 号	干扰特性	被损害件名称	损伤程度	功率密度量级	备 注
1	连续波	混频二极管	烧坏	$10^{-7}\text{W}/\text{cm}^2$	
2	连续波	线性集成电路	烧坏	$10^{-6}\text{W}/\text{cm}^2$	
3	连续波	双极性集成电路中规模	烧坏	$10^{-5}\text{W}/\text{cm}^2$	
4	连续波	CMOS 集成电路	烧坏	$10^{-4}\text{W}/\text{cm}^2$	
5	连续波	齐纳二极管、功率晶体管	烧坏	$10^{-3}\text{W}/\text{cm}^2$	
6	连续波	计算机	结点受干扰 芯片受损伤 元器件烧坏 节点被烧坏	$0.01\sim 1\mu\text{W}/\text{cm}^2$ $0.01\sim 1\text{W}/\text{cm}^2$ $10\sim 100\text{W}/\text{cm}^2$ $10^2\sim 10^3\text{W}/\text{cm}^2$	
7	连续波	人员	产生痉挛 心肺衰竭 烧伤皮肤 三度烧伤 (2s) 死亡 (1s)	$10\sim 60\text{mW}/\text{cm}^2$ $100\text{mW}/\text{cm}^2$ $500\text{mW}/\text{cm}^2$ $20\text{W}/\text{cm}^2$ $80\text{W}/\text{cm}^2$	



9.3 信息化局部战争中防空系统的组成

在现代化局部战争中，从发展中国家而言，其防空系统应该包括：歼击航空

兵、高炮部队、地对空导弹部队、防空雷达网、预警飞机、通信网、地对空干扰系统、地面伪装网、防空指挥系统等，如图 9.1 所示。

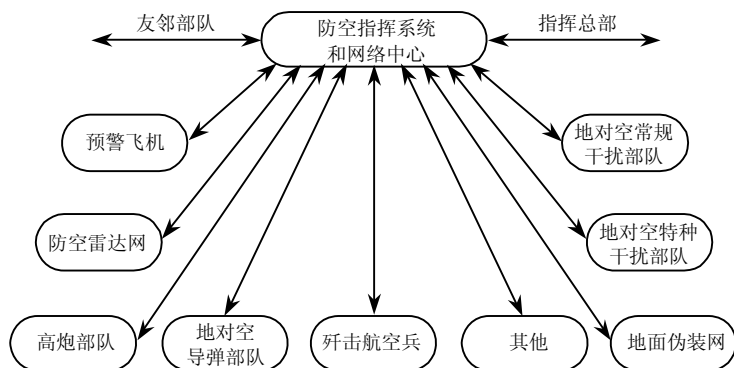


图 9.1 现代化局部战争防空系统组成示意图

第二次世界大战后所发生的局部战争有个基本的规律，即进攻一方都具有较强的歼击航空兵、空对地导弹、空对地干扰、空对地精密打击……而防御一方一般只有一些高炮、地对空导弹部队等，最缺乏的就是地对空干扰部队。因此，进攻方的武器优势能够全部发挥，他们的空对地干扰真正成了兵力的倍增器；而防御一方由于缺乏足够的歼击航空兵和地对空导弹部队，再加上没有地对空干扰部队，其仅有的一点防空兵器力量也不能充分发挥作用，整个防空部队都是处于被动挨打的地位。我们应该汲取这种经验和教训，加强自己防空部队的建设，完善防空系统。下面简单谈一下地对空干扰部队在防空防导中的作用。

地对空综合干扰系统的组成如图 9.2 所示。

在图 9.2 中，对于常规的雷达干扰系统、通信干扰系统、预警机干扰系统、精密制导干扰系统等不进行分析，只对与微波能武器发展有关部分做些说明。

军用电子设备在现代化军事装备、精密制导武器中有着不可替代的作用，但它自身的易损性和易干扰性又是它不可克服的软弱性，因此世界各主要国家都在

寻找破坏它的办法。从前文中的损伤效果试验中可知：一般的微波检波器，用一个单次脉冲，脉宽为 $0.67\mu\text{s}$ 、峰值功率为 72W 时就可以击穿它；而一个微波混频器，用单次脉冲，脉宽为 $0.67\mu\text{s}$ 、峰值功率为 13.8W 时，就可以使它击穿短路，设备不能恢复正常工作，需更换器件，这就是微波能武器的作用。

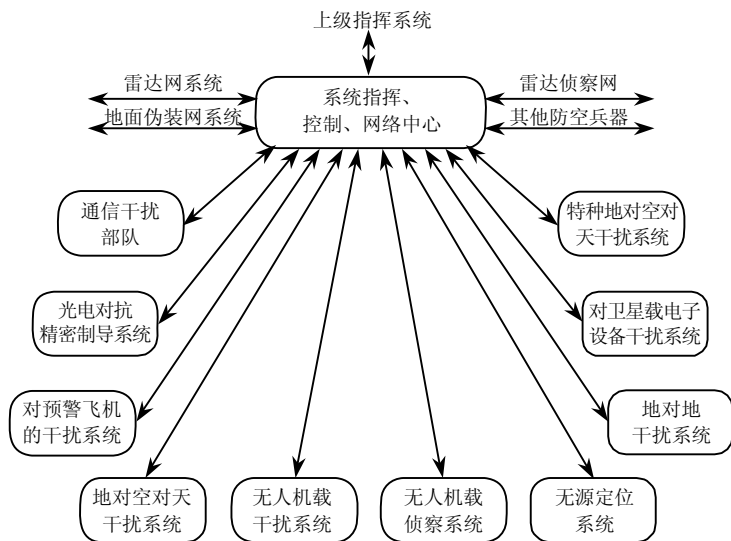


图 9.2 地对空对天一体化干扰系统组成示意图

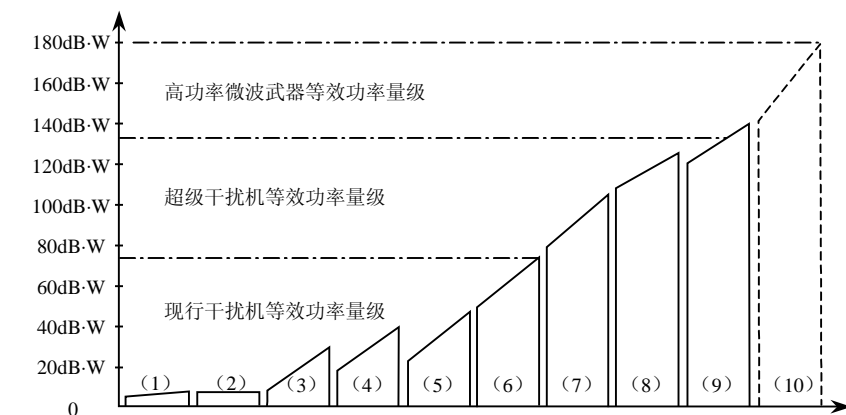
例如，对一个反辐射导引头的损伤，设脉宽为 $1\mu\text{s}$ ，击穿功率取 100W ，距离为 5km ，频率为 S 波段，导引头的天线增益为 1，需要的干扰等效功率为 $130\text{dB}\cdot\text{W}$ 量级。而现在雷达的等效辐射功率为 $90\sim 100\text{dB}\cdot\text{W}$ 量级，大功率干扰机的等效辐射功率为 $70\text{dB}\cdot\text{W}$ 量级，强力干扰机为 $90\text{dB}\cdot\text{W}$ 量级。因此，研制微波能武器，还需在高功率微波器件上做许多工作。



9.4 高功率微波能武器和干扰机之间的关键

雷达干扰机和微波能武器的主要差别是功率量级，根据作战的需求，可从干

扰等效功率量级列出如图 9.3 所示数据。



- (1) 对警戒引导雷达的欺骗干扰机;
- (2) 投掷式干扰机;
- (3) 机载自卫干扰机;
- (4) 舰载自卫干扰机;
- (5) 机载支援干扰机;
- (6) 地对空干扰机;
- (7) 超级干扰机 (远距离是干扰机, 近距离是微波武器);
- (8) 灵巧式高功率微波能武器;
- (9) 基本型微波能武器;
- (10) 发展型微波能武器

图 9.3 各类干扰机等效功率量级示意图

9.4.1 高功率微波能武器关键器件的相关技术要求

(1) 各类高功率微波发射管的参数见表 9.4。表中的这些微波发射管与常规干扰机和雷达中使用的发射管均不相同。在常规干扰机中用的发射管大部分为行波管, 在雷达中用的发射管一般为磁控制、速调管、多注速调管、前向波管等, 这

些发射管一般为兆瓦量级。而高功率微波发射管要求其峰值功率一般为千兆瓦量级，它所用的发射管采用相对论速调管、相对论返波管、虚阴极器件、回旋管等。我国已经在研制这些器件，但离使用还有一段距离。美国和相关俄罗斯的相关器件已可达 10GW 量级。在强力干扰机和超级干扰机中，目前可用多注速调管和前向波管等代用。

(2) 高功率发射机的高压电源：一般要求峰值电压为兆伏量级，峰值电流为千安量级。而一般常规干扰机发射机电压数为千伏至几十千伏，电流为零点几安至一安培，相差很大。

(3) 发射机的散热冷却系统。

(4) 高功率发射机供电配电系统：如果发射机的平均功率为 100kW，效率为 15%~20%，则供电电源需要 500~600kW，需要一个专用的变电站。

(5) 高功率天线馈线和馈源。

(6) 高功率微波传输和转接器件。

(7) 高功率微波测量技术和测量仪器。

(8) 高功率微波工作安排措施。

(9) 高功率环境条件下的电磁兼容技术等。

根据这些实际问题，采取按照应用需求牵引、分阶段逐步实现的技术路线是正确的，一些发达的国家也是采用这条技术路线实现的。

9.4.2 几种高功率微波管可达到的输出功率

几种高功率微波管可达到的输出功率分别见表 9.4~表 9.7。

表 9.4 高功率电真空微波源的主要参数

序号	名 称	工作电压	工作 电流	脉 宽	频 率	输出功率	效 率	可达峰值 功率
1	相对论 速调管	1MV	30kA	160 ns	1.3GHz	15GW	50%	100 GW
2	虚阴极 器件	0.2MV ~ 0.65 MV	10kA ~ 100kA		0.5~17 GHz	20 GW	15%	100KJ
3	多波切 伦科夫振 荡器	1.8~2MV	13~15 kA	60~70 ns	X 波段	15 GW		100 GW
4	相对论 磁控管				46 GHz S 波段 L 波段	3.5 GW 7 GW		10~20 GW 100 GW
5	相对论 返波管	0.7 MV	4.5 kA	10 ms		1 GW 100 GW	35%	200 GW
6	回旋管					1MW (峰值) 2 MW (峰值) 7 GW (峰值) 3.5 GW (峰值)		平均功率 412kW
7	现代电 子战行波 典型值			连续波 连续波 连续波 连续波 连续波	2~4 GHz 2.5~3.5 GHz 2.5~8 GHz 6~18 GHz 8~18 GHz	1kW 5kW 0.2kW 0.2kW 0.3kW	(15~20)% (10~15)% (15~30)% (15~30)% (15~20)%	

表 9.5 高峰值功率速调管的相关技术参数

频率 f (GHz)	输出功率 (MW)	效率 η (%)	脉宽 (μ s)	电压 V (kV)	电流 I (A)
2.856	150	>40	3	535	700
11.4	75	48	1.1	450	350
17.1	26	49	0.15	560	95
14	60	30	0.5	1000	200

表 9.6 长脉冲和连续波大功率速调管的相关技术参数

频率 f (MHz)	P (kW)	n (%)	V (kV)	I (A)	工作方式
508.6	1200	61	93	21	CW
1250	1200	63	85	22.4	CW
1700~2260	1400	55	85	30	10S
352	1100	68	87.5	18.5	CW
352	1000	66	90	16.8	CW
2.44~2.46	500	52	62	16	CW
7.1~8.5	200	40	50	10	CW

表 9.7 高功率毫米波回旋管的相关技术参数

f (GHz)	P (kW)	(μ s)	n (%)
110	680/530/350	0.5/2/10	31/30/27
118	500/450	1/5	28/25
140	1000/650	1/2	>40
160	500	0.7	30
170	520/230	0.6/2.2	32



9.5 高功率微波能武器的发展

高功率微波能武器的发展可分为如下三大类。

第一类：在高功率干扰机基础上发展。例如，用干扰预警机雷达的干扰机和用干扰星载成像雷达的干扰机，这种设备可兼有“侦察、干扰、定位、损伤”的功能，这对提高设备的利用率、减少和平时期部分编制有很大的帮助。在和平时期它可以用做侦察或雷达站，担负战备值班和民航班机导航等作用。在战争时期，在远距离时，可用做干扰机，对那些高功率、低副瓣天线的新体制雷达实施干扰；在近距离时，可对那些反辐射导弹导引头上的微波器件实施强功率损伤，使反辐射导弹偏航不能击中目标，对有电磁引信的导弹、炸弹等可以提前引爆，起到了

微波能武器的作用。

第二类：微波弹，利用电磁压缩的原理使之产生一个很强的电磁脉冲，把它装在反辐射导弹的弹体内或地对空导弹的弹体内，打到被攻击目标的附近爆炸，可以产生一个强电磁脉冲，损伤被攻击目标的微波器件。例如，反辐射导弹的作用半径一般为 25m 以内，如果这个微波弹能使 100m 内的电子设备的某些器件损坏，这就比单纯的反辐射导弹的威力大。又如，用导弹打击预警飞机，如果是依靠炸片杀伤，需要射击精度在 20m 以内；而如果在导弹内装微波弹，它能在 100m 内损伤预警飞机电子设备的重要器件。对于电子设备较为集中的航空母舰和各级指挥所、坦克集结地等，利用电磁脉冲弹攻击是很合算的。

例如，航空母舰是电子设备很集中的平台。在航空母舰上有数十架作战飞机，每架飞机上又有多种电子设备，有雷达、通信、导航、电子侦察、电子干扰设备，平均每架作战飞机有数十万个电子元器件；在航空母舰上还有数十部雷达，每部雷达也有数万个电子器件；在航空母舰上还有 3~5 架预警飞机，每架预警飞机上又有雷达、通信、导航、侦察、干扰等设备，合计也有数万个电子器件；在航空母舰上还有其他附属的电子设备和网络等。总之在一艘航空母舰上，它的电子元器件总和数以百万计。若一个电磁脉冲弹在距航母中心 300~500m 爆炸，造成万分之一的关键器件损伤，就将导致航空母舰上的飞机不能起飞、雷达不能正常工作、网络不能正常运作，需要经过修复才能正常工作。那么这艘航空母舰可能需要将电子设备彻底修复或更换后才能执行任务。因此可以说高功率微波电磁脉冲弹是对付航空母舰的最佳武器之一。

第三类：微波炮。表 9.4 列举的高功率微波管许多是单次发射或重频很低发射，但是其功率很大，可达数十吉瓦，有一个脉冲打上就可使对方的器件损伤。用此微波炮对付反辐射导弹或导弹末制导雷达，在数千米以外就可将导弹上的电子器件击毁，使导弹偏航，不能命中目标。微波炮是反摧毁的一种重要武器。



9.6 “赛博空间”的概念

9.6.1 赛博的含义

随着信息和电子技术的迅猛发展，人们把信息电子技术在军事领域的应用与发展过程分别用电子战、信息战、网络中心战、“赛博空间战”等词汇来描述。

“赛博空间战”这一概念主要用于描述当前信息化时代军事领域对信息电子技术的依赖性，以及如何实施电磁侦察、传输、控制一体化。

“赛博物理系统”概念主要用于描述信息与电子技术在交通运输、航空/航天、工业自动化、生物、农业等方面的高度发展。其实“赛博物理系统”的概念就是信息、计算、控制一体化，把计算机芯片分别嵌入各种信息和控制的物理过程中，使设备更加快捷、高精度高质量、低成本。这表明信息与电子技术已成为现代工农业、医疗卫生、环保、能源等发展的领军产业。

9.6.2 “赛博空间”出现的必然性

随着信息化技术的迅猛发展，电子技术设备与产品已成为人们生活中不可或缺的必需品，如手机、电视、家用计算机等。在军用方面，雷达、通信、导航、信息网、作战网等已成为信息化作战不可或缺的指挥装备。信息与电子装备和技术已与其他作战军兵种并列提升为陆、海、空、天、电五大系列。在信息化时代作战的五大系列包含的内容如下：

- (1) “陆”系指步兵、坦克兵、炮兵、陆航等已有兵种；
- (2) “海”系指水面舰艇、潜艇、航空母舰、海军陆战队、海军航空兵等；
- (3) “空”系指歼击机、轰炸机、运输机、直升机、无人机、加油机等编队；

(4) “天”系指侦察卫星、监视卫星、通信卫星、导航卫星、载人航天等;

(5) “电”系指电子战、网络中心战、“赛博空间战”等。

由于现代化技术的不断发展,陆、海、空、天、电都在不断地发展变化,产生新的装备和兵种。在这些新技术新装备的发展中,信息电子技术的发展尤为迅猛、广泛。原来的那些说法已不能包含信息电子技术在信息化时代战争中的应用范围,所以它不断地提出新的名称。在这些新的名称中包含着新的内容,代表着新的作战功能。

在陆、海、空、天、电中,最初“电”是代表“电子战”,由于网络的出现,“电子战”的说法改变为“信息战”。

在“电子战”中,它的内容是干扰和抗干扰,有雷达对抗、通信对抗和光电对抗、无源对抗等。而在“信息战”中,它包括“电子战”的全部内容,以及网络战、心理战等。

随着信息电子技术的发展,“信息战”也已不能完全覆盖信息电子技术发展的内容,美国又提出“网络中心战”。在1997年至2001年7月,美国国防部给国会一份报告中全面描述了“网络中心战”的概念,它包括如下三个领域。

(1) 物理域网络化:部队的各个组成部分通过网络可靠地连接起来,实现安全无缝连接。

(2) 信息域网络化:部队具有收集情报共享、接入和保护信息的能力,相关融合分析处理过程改善协同能力,在信息域取得有利地位。

(3) 认知域网络化:部队具有产生、共享高质量态势感知的能力,可将C4ISR(指挥、控制、通信、计算机、情报监视与侦察)、电子战和火力打击等组成一个以网络为中心的系统。网络中心战包括传感器网、交战网、信息网等。

随着信息电子技术的进一步发展,“网络中心战”也不能全部包括信息电子技术在军事上的应用,美军又提出了“舒特计划”(Project Suter),最初称为“罗盘呼叫机载传输数据/通信数据链”,它有两个基本功能:

- (1) 监测敌防空雷达显示器的数据和图像;
- (2) 美方操作人员可以控制对方的防空网。

舒特系统的开发,目的是入侵敌方的通信网、雷达网及计算机系统,尤其是那些与防空系统有关的系统。美军分别于2000年、2002年和2004年进行了联合演习,对舒特1、舒特2和舒特3系统进行了三种试验,2008年又对舒特5系统进行了试验。

实现“舒特计划”的平台有:EC-130H“罗盘呼叫”信息战飞机,机上装有干扰吊舱、工作频段VHF/UHF(可扩展),天线为大功率相控阵天线,能产生独立控制的4个波束,在窄波束工作时可将干扰代码辐射进入敌指挥控制通信网和防空网;RC-135侦察飞机和F-16CJ战机共同构成瘫痪敌防空系统的主要力量,即集合了侦察、干扰、硬杀伤的一体化网络战方式,这就是“舒特”的真实含义。

信息电子技术发展到一定阶段时,用“舒特”的概念也不能涵盖信息电子技术在信息化作战中的全部含义,它必然会出现一个新名词,现在这个新名词就是“赛博空间”。

9.6.3 “赛博空间战”

“赛博空间”(Cyberspace)一词来源于一部小说,是指作者撰写出的一个包含大量信息的计算网络,可以获得大量的财富和权力。

2008年2月,美国空军宣布成立“赛博司令部”;一年之后,又公布了“赛博司令部”的战略构想报告,这个报告分为三个部分。

(1) “赛博司令部”有五大任务：

- ① 保卫国家安全；
- ② 利用世界的“赛博能力”；
- ③ 控制“赛博空间”；
- ④ 实现一体化的全球作战效能；
- ⑤ 提供最有效的选择方案。

(2) “赛博空间”的主要组成部分：

- ① 电磁谱科学；
- ② 电子技术；
- ③ 一体化人造基础设施。

(3) “赛博”的任务：“赛博”的作战研究和训练各个方面。

“赛博空间”在军事上的应用称为“赛博空间战”。它的基本概念是实现一体化的全球作战效能，特别是美国在全球各地都布有军事基地，要想使这些基地的每个指战员和作战装备都能发挥最佳性能，这就是一个提高战斗力的关键，可以使美空军利用其灵活性、高速性和精确性来实现全球与战区的作战效能。对于其他国家，虽然没有全球性，但即使是在本地区作战，也能提高其灵活性、高速性、精确性，也能实现作战的高效性。

“赛博空间”是电子战、指挥、控制、通信与侦察的媒介，使美军实现在全球的高速到达、运输投送、秘密行动、大规模杀伤敌人和精确打击。这对那些具有局部作战能力的国家加强防御、抵御外来入侵也是一个有效的措施，所以“赛博空间”概念不论是对美国的全球战略还是对那些具有局部战争的地区，都有它的



参考价值。

9.6.4 民用“赛博物理系统”

“赛博物理系统”的基本概念是信息、计算、控制一体化，也就是把计算机、信息技术和机械控制一体化。小到心脏起搏器，大到一个电力控制网，都可以用“赛博物理系统”来解释。例如一个“心脏起搏器”，如图 9.4 所示，当心脏平时工作正常时，起搏器处于侦收监视状态；而当心脏跳动小于 60 次/秒时，起搏器便控制心脏跳动，使之跳动次数不低于 60 次/秒，维持人的正常生命。这是一个“信息、计算、控制”一体化的过程，它符合“赛博物理系统”的概念。

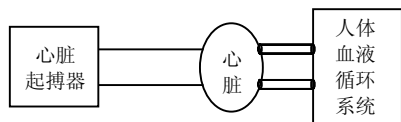


图 9.4 心脏起搏器的工作

又如一个大型电力网，如图 9.5 所示，它由煤电、水电、风电、太阳能发电和核电等供电系统组成。用电系统由家电、工业用电、城市用电、医院用电、农业用电等组成，各有各的用电量、稳定性和可靠性等要求。

这些供电系统，煤电和水电相对比较稳定，而风电和太阳能发电受风力大小、太阳的照射角度和白昼黑夜的差别影响，供电稳定性差，而核电的安全性很重要。用电单位、工业用电和医院用电要求供电应当稳定。现在是靠人工调节使它满足用电需求，即用户的用电量和电源的稳定性不满足要求时，通过信息网、计算网和控制网系统，自动把不稳定的信息传给供电系统，而供电系统应根据用户回传的电源不稳定的信息，自动进行分析处理计算，控制电源达到平稳供电要求。如果把中间的人工调节处理控制变成自动调节处理控制，这就是“赛博物理系统”的概念。虽然现在信息化水平已经很高，但是要达到“赛博物理系统”的水平，还需要经过很大的努力。

“赛博物理系统”给人们提出了更高的自动化水准，使人们不能满足现状，促

使人们向更高、更精、更快的自动化程度发展，这就是人们研究分析“赛博物理系统”的意义。

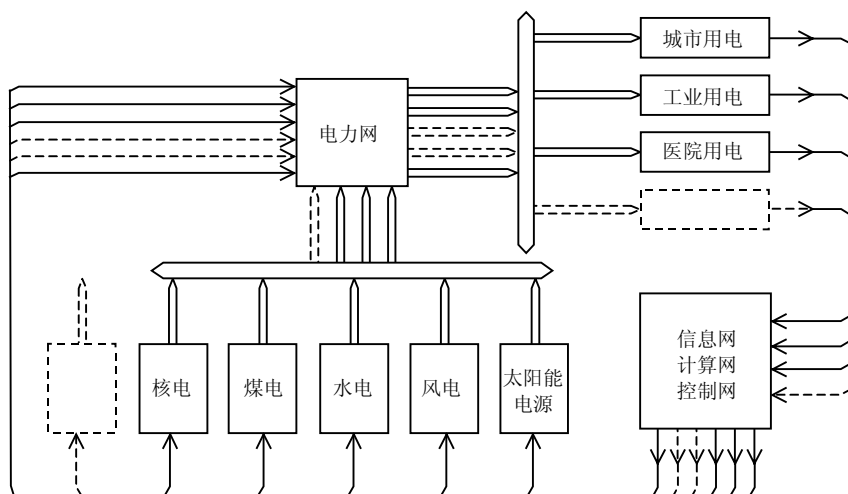


图 9.5 大型电力网

“赛博物理系统”将计算机的能力和通信能力嵌入到物理计算控制过程中，并与物理过程相互作用，使物理系统增加新功能，最终使产品降低成本，提高性能和质量。在汽车、航空/航天、工业自动化中，电子设备的比重逐步提高，如汽车中的电子设备所占比例已由 1999 年的 16% 发展到 2010 年的 56%。这表明“赛博物理系统”对工业的未来具有特别重要的意义。

其实“赛博物理系统”的应用领域很广，效果很好：

- (1) 在运输业，飞机可以飞得更快，消耗能源更少；
- (2) 在空中交通管理系统，使空域使用更有效；
- (3) 使汽车功能更多更安全，消耗能源更少；
- (4) 能源和工业自动化领域，可产生新的再生能源，使家庭、办公室、建筑

和交通工具的能源利用率更高效、操作更简便、更廉价；

(5) 在卫生保健方面、农业的闭环生物学过程、提高食品的安全性方面“赛博物理系统”都有重要作用。

实际上，“赛博物理系统”是针对计算机、信息和机械一体化的集成，是计算机、网络、电子设备相互作用的集合体。正是这些计算机、网络、各种电子设备平台的一体化集成，可以产生各种效益，对人类生活、生产的安全和发展提供了不可估量的好处。所以研究“赛博物理系统”和“赛博空间战”具有非常重要的现实意义。



9.7 本章小结

军用电子设备在现代武器中起着主导作用，但是也有弱点，就是易干扰和易损坏。在现代化战争中，为了抵消电子设备在现代化武器中的作用，各国除了采用干扰手段外，还在寻求用微波能武器彻底破坏电子设备的作用。现在电子发射器件的峰值功率离用做微波能武器还差3~5个数量级，因此各国都在根据战术需求背景逐步分阶段实现。根据现在掌握的知识，只要有足够的投入，解决关键器件实现微波能武器的目标有望实现。微波能武器将会在信息化作战中发挥重要作用。“赛博空间战”的应用将提高电子信息设备在信息化武器中的比例，使信息化武器装备更轻便、更可靠、更精良、造价更低。“赛博空间”无论是在民用还是在军用方面都将会得到高速的发展。

反侵权盗版声明

电子工业出版社依法对本作品享有专有出版权。任何未经权利人书面许可，复制、销售或通过信息网络传播本作品的行为，歪曲、篡改、剽窃本作品的行为，均违反《中华人民共和国著作权法》，其行为人应承担相应的民事责任 and 行政责任，构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。

为了维护市场秩序，保护权利人的合法权益，我社将依法查处和打击侵权盗版的单位和个人。欢迎社会各界人士积极举报侵权盗版行为，本社将奖励举报有功人员，并保证举报人的信息不被泄露。

举报电话：(010) 88254396; (010) 88258888

传 真：(010) 88254397

E-mail: dbqq@phei.com.cn

通信地址：北京市万寿路 173 信箱

电子工业出版社总编办公室

邮 编：100036